

Conception de petits réseaux d'antennes reconfigurables ou "Small Cells" pour le standard 5G

Assane Ngom

▶ **To cite this version:**

Assane Ngom. Conception de petits réseaux d'antennes reconfigurables ou "Small Cells" pour le standard 5G. Electronique. COMUE Université Côte d'Azur (2015 - 2019); Université Cheikh Anta Diop (Dakar), 2019. Français. NNT : 2019AZUR4027 . tel-02492090

HAL Id: tel-02492090

https://theses.hal.science/tel-02492090

Submitted on 26 Feb 2020

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.

UNIVERSITÉ CÔTE D'AZUR

ÉCOLE DOCTORALE
SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION

THÈSE DE DOCTORAT

Conception de petits réseaux d'antennes reconfigurables ou « Small-Cells » pour le standard 5G

Assane NGOM

Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications (LEAT)

Présentée en vue de l'obtention du grade de docteur en Electronique de l'Université Nice Côte d'Azur **et de** l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar

Dirigée par : Jean Marc Ribero / Aboubaker Chedikh Beye
Co-encadrée par : Aliou Diallo
Soutenue le : 09 Mai 2019

Devant le jury, composé de :
Pr. Xavier Begaud, Professeur, Télécom Paristech
Pr. Monédière Thierry, Professeur, XLIM
M. Benjamin Fuchs, HDR, IETR, Rennes
M. Aliou Diallo, Maitre de Conférences, LEAT
M. Kharouna Talla, Maitre de Conférences, UCAD
Pr. Aboubaker Chedikh Beye, Professeur, UCAD
Pr. Jean Marc Ribero, Professeur, LEAT

Conception de petits réseaux d'antennes reconfigurables ou « Small-Cells » pour le standard 5G

Jury :

Rapporteurs :

M. Monédière Thierry, Professeur, XLIM

M. Benjamin Fuchs, HDR, IETR, Rennes

Examinateurs :

M. Xavier Begaud, Professeur, Télécom Paristech

M. Aliou Diallo, Maitre de Conférences, LEAT

M. Kharouna Talla, Maitre de Conférences, UCAD

Directeur de thèse :

M. Jean Marc Ribero, Professeur, LEAT

Co-directeur de thèse :

M. Aboubaker Chedikh Beye, Professeur, UCAD

Résumé

Les communications mobiles grand public, le téléchargement de vidéos et l'utilisation d'applications mobiles représentent l'essentiel de l'utilisation actuelle des ressources radio dans les réseaux 4G ; mais pour que le spectre des usages et la diversité des utilisateurs soient grandement élargis, de nombreux efforts de recherche et de nombreuses propositions commencent à émerger pour la mise en place d'un nouveau standard appelé 5G, qui vise des secteurs très variés et qui sont des piliers importants d'une société : l'énergie, la santé, les médias, l'industrie ou le transport.

Pour répondre à ces défis, ce nouveau standard devra regrouper plusieurs technologies parmi lesquelles, la réalisation d'un réseau Ultra-Dense (UDN) pour obtenir une couverture plus dense, plus robuste aux obstacles et augmenter la capacité du réseau. En conséquence, le réseau cellulaire ultra-dense est en train de devenir l'une des principales caractéristiques des réseaux cellulaires 5G. L'idée de base est d'obtenir des nœuds d'accès aussi proches que possible des utilisateurs finaux. L'obtention de cette solution prometteuse est réalisée par le déploiement dense de petites cellules appelées « Small Cells » dans des hotspots où un trafic immense est généré, en utilisant les ondes millimétriques pour étendre la bande passante de transmission.

Ces « smalls cells » doivent optimiser au mieux la réception du signal selon l'emplacement de l'utilisateur par rapport à l'antenne pour concentrer l'émission du signal dans les directions utiles, par l'utilisation de réseaux d'antennes reconfigurables en diagramme et à fort gain**.** Cette méthode évite ainsi d'utiliser toute la puissance disponible pour émettre « à l'aveugle » en espérant tomber sur le terminal.

Les travaux menés dans le cadre de cette thèse s'inscrivent dans ce contexte. L'objectif donc consiste à concevoir et réaliser un petit réseau d'antennes ou « Small Cells » travaillant dans les bandes de fréquences millimétriques doté d'une capacité à changer la direction du faisceau selon les besoins des utilisateurs. Une technique de reconfiguration de diagramme de rayonnement avec changement de polarisation appliquée sur un réseau d'antennes planaires a été développée.

Ce manuscrit se divise comme suit : après un rappel des objectifs de la 5G ainsi que ses exigences dans le chapitre 1, nous avons introduit dans le chapitre 2, les architectures et la théorie des différents réseaux d'antennes, ainsi que les différentes techniques de dépointage de faisceaux. Le troisième chapitre est consacré à la conception d'un élément rayonnant en forme de croix à double polarisation et diagramme de rayonnement reconfigurable par utilisation d'éléments parasites commutables. Cet élément rayonnant a ensuite été utilisé dans le chapitre 4, pour concevoir des sous-réseaux et réseaux d'antennes multi-ports, reconfigurables, à fort gain.

Abstract

Consumer mobile communications, video downloads and the use of mobile applications represent most of today's use of radio resources in 4G networks ; but in order to broaden the spectrum of uses and the diversity of users, many research efforts and numerous proposals are beginning to emerge for the implementation of a new standard called 5G, which targets a wide range of sectors and is important pillars of a society : energy, health, media, industry or transportation.

To fulfil these challenges, this new standard will have to combine several technologies, including the creation of an Ultra-Dense Network (UDN) to obtain a dense coverage, more robust to obstacles and increase the capacity of the network. This promising solution is obtained by the deployment of dense small cells in hotspots where huge traffic is generated, and by using millimeter waves to extend the transmission bandwidth.

These smalls cells must optimize the received signal according to the location of the user, by using a high gain beam reconfigurable antennas array. This method avoids using all the available power to issue "blind" hoping to fall on the terminal.

The Objectives of this thesis is therefore to design a small antennas array or "Small Cells" working in mmWave bands with an ability to change the direction of the beam according to the needs of users. A dual polarized beam reconfigurable technique applied on a planar antenna array has been developed.

This manuscript is divided as follows: after a reminder of the objectives of the 5G and its requirements in chapter 1, we have introduced in chapter 2, the architectures and theory of the different antenna arrays, as well as the different techniques of beam steer. The third chapter is dedicated to the design of a cross patch antenna with a dual polarization and reconfigurable beam by using switchable parasitic elements. This radiating element was then used in Chapter 4 to design a high-gain reconfigurable, multiport sub-arrays and antenna arrays.

Remerciements

Je tiens à remercier spécialement mon directeur de thèse Professeur Jean Marc RIBERO. Je vous remercie d'avoir cru en mes capacités, pour le temps et la patience que vous m'avez accordés tout au long de ces années. Je garderai dans mon cœur votre générosité et votre compréhension. Pour tout ce que vous m'avez donné, je vous remercie très sincèrement.

Je tiens à remercier mon co-directeur de thèse Professeur Aboubaker Chedikh BEYE d'avoir bien assuré la direction et l'encadrement de mes travaux de thèse. Je garde toujours beaucoup de plaisir à discuter avec vous et à bénéficier de vos conseils.

Mes vifs remerciements vont particulièrement au Monsieur Aliou DIALLO pour m'avoir initié à la recherche dans le domaine des antennes. Je tiens à vous exprimer toute ma gratitude en témoignage de votre gentillesse, votre patience, ainsi que pour vos conseils que vous n'avez cessé de me prodiguer depuis le début de cette thèse. Tout simplement, mes travaux de thèse n'auraient jamais pu aboutir sans ton aide. J'ai beaucoup apprécié travailler à vos côtés tant sur le plan scientifique que sur le plan humain.

Je tiens à remercier Monsieur Kharouna TALLA, à qui j'adresse mes remerciements les plus sincères pour ses conseils, ses encouragements et ses qualités humaines.

J'exprime ma profonde reconnaissance au M. Robert STARAJ, Professeur à l'Université Côte d'Azur, directeur du LEAT pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur Xavier BEGAUD, professeur à Télécom Paristech, pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant de présider le jury. J'exprime également ma profonde reconnaissance à Monsieur Monédiére THIERRY, professeur à l'Université de Limoges, et à Monsieur Benjamin FUCHS, chercheur CNRS au laboratoire IETR de bien d'avoir voulu accepter d'être rapporteurs pour cette thèse. J'ai aussi énormément appris grâce à remarques précieuses et leurs questions.

Je tiens à adresser mes sincères remerciements à tous les permanents et les non-permanents du laboratoire LEAT pour leurs soutiens, leurs supports de mesure, leurs aides administratives et leurs gentillesses, à tous les thésards du groupe de recherche pour avoir su créer au cours de ces trois années une ambiance de travail des plus agréable et détendue.

Un remerciement tout particulier à mon grand pere Monsieur Gade DIOP aucun acte ou expression ne pourra exprimer mes sentiments envers toi et à toute sa famille qui ont toujours su me soutenir. Un grand merci à tous les membres du Daara Khitmatoul KHADIM de Touba Cite Keur Damel pour leur soutien moral et votre prière aussi. Vous m'inspirez beaucoup et je suis très fier d'ˆêtre parmi vous.

Enfin, je remercie ma famille et plus particulièrement mes parents, mes amis et toutes ces personnes qui ont un jour croisé mon chemin et m'ont encouragé à toujours aller plus loin.

Table des matières

Introduction 1
Chapitre 1 : Les enjeux de la 5G 6
I. Introduction 6
II. Objectifs de la 5G 6
II.1. Pourquoi la 5G 7
II.2. Différentes catégories d'usages de la 5G 8
III. Différentes exigences de la 5G 9
III.1. Très hauts débits ou débit crête par utilisateur 10
III.2. Efficacité énergétique 11
III.3. Capacité de trafic par zone 12
III.4. Efficacité spectrale 12
III.5. Mobilité 13
III.6. Densité de connexion 13
III.7. Débit moyen par utilisateur 14
III.8. Latence 14
IV. Solutions envisageables pour répondre aux attentes de la 5G 15
IV.1. Massive MIMO 15
IV.2. Full duplex 18
IV.3. Small cells 21
IV.3.1. Reseau hétérogène 22
IV.3.2. Réseau ultra dense (UND) 23
IV.3.3. Bandes millimétriques 24
V. Conclusion 28
VI. Références 29
Chapitre 2 : Etat de l'art sur les réseaux d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement 34
I. Introduction 34
II. Etudes théoriques des réseaux d'antennes 34
II.1. Réseaux linéaires d'antennes 35

II.1.1. Architecture d'un réseau linéaire d'antennes 35
II.1.2. Analyse théorique 36
II.2. Réseaux planaires d'antennes 37
II.2.1. Architecture d'un réseau planaire d'antennes 37
II.2.2. Analyses théoriques 38
II.3. Modèle d'un réseau circulaire d'antennes 39
II.3.1. Architecture d'un réseau circulaire d'antennes 39
II.3.2. Analyse théorique 39
III. Reconfiguration des diagrammes d'un réseau d'antennes 41
III.1. Dépointage par des dispositifs électroniques (ex : Diodes PIN) 43
III.2. Dépointage par réseau d'alimentation commutable 46
III.3. Dépointage par réseau d'antennes réflecteur 48
III.4. Dépointage par matrice de Butler 50
III.5. Dépointage par la lentille de Rotman 52
III.6. Dépointage par réseaux phasés 54
IV. Bilan sur les différentes techniques 56
V. Conclusion 59
VI. Références 60
Chapitre 3 : Etude et conception d'une antenne patch à double polarisation et reconfigurable en diagramme de rayonnement 64
I. Introduction 64
II. Géométrie de l'antenne étudiée 64
II.1. Etude des types d'alimentation : contact direct et couplage 64
II.2. Antenne patch à double polarisation 69
III. Etude de la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement par éléments parasites commutables 73
III.1. Etude paramétrique sur l'élément parasite : dimensions et formes 74
III.1.1. Position de l'élément parasite par rapport à la ligne d'excitation 74
III.1.2. Etudes paramétriques sur la largeur de l'élément parasite 78
III.2. Etude paramétrique sur le positionnement du court-circuit sur l'élément parasite 80
IV. Reconfiguration dans les deux plans 81
IV.1. Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement dans un seul plan 81

IV.2. Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement dans les deux plans orthogonaux 84
IV.2.1. Structure l'antenne avec quatre éléments parasites et doublement excité 84
IV.2.2. Interprétation 87
IV.2.3. Etude de la position du deuxième court-circuit 89
IV.3. Augmentation de la directivité et la couverture par le principe de Yagi 94
IV.4. Antenne reconfigurable avec double polarisation 95
IV.4.1. Premiere configuration 96
IV.4.2. Deuxiéme configuration 97
IV.4.3. Troisiéme configuration 98
V. Validation expérimentale 100
V.1. Structure de l'antenne à 10 GHz 100
V.2. Paramètres S des différentes configurations 102
V.3. Mesures des diagrammes de rayonnement 104
VI. Conclusion 107
VII. Références 109
Chapitre 4 : Conception d'un réseau d'antennes patchs à double polarisation et reconfigurable en diagramme de rayonnement 112
I. Introduction 112
II. Etude de la distance inter-éléments 112
III. Réseau planaire 2×2 reconfigurable en diagramme de rayonnement avec double polarisation 115
III.1. Architecture du réseau 115
III.1.1. Combinaison des ports d'excitation pour la reconfiguration des diagrammes 117
III.1.2. Diviseurs de Puissance de type Wilkinson 123
III.1.3. Conception sous ADS et HFSS 124
III.1.4. Comparaison des résultats entre les simulateurs ADS et HFFS 125
III.2. Architecture du réseau d'antennes final 126
III.2.1. Première configuration 126
III.2.2. Deuxième configuration 128
III.3. Validation des résultats 130
III.3.1. Paramètres de réflexions et d'isolations 131

III.3.2. Mesures des diagrammes de rayonnement 133
IV. Réseau planaire d'antennes reconfigurable en diagramme de rayonnement dans le plan yoz 136
IV.1. Structure proposée 136
IV.2. Résultats de simulation 137
IV.3. Validation expérimentale 138
IV.3.1. Paramètres de réflexions et d'isolations 139
IV.3.2. Mesures des diagrammes de rayonnement 140
V. Réseau planaire d'antennes 4×4 reconfigurable en diagramme de rayonnement avec double polarisation 142
V.1. Structure proposée 142
V.2. Résultats de simulations 144
V.2.1. Paramètres de réflexions et isolations 144
V.2.2. Diagrammes de rayonnement 144
VI. Conclusion 149
Conclusion générale 151

Glossaire

CDMA Code Division Multiple Access

CSI Channel state information

CoMP Coordinated multipoint

eMBB – Enhanced Mobile Broadband

FCC Federal Communications Commission

FDMA frequency division multiple access

IMT-2020 International Mobile Telecommunications

IP internet protocol

ISM Industrial, Scientific and Medical

LTE Long Term Evolution

Massive MIMO Massive Multi Input Multi Output

mMTC Massive Machine Type Communications

MU-MIMO multi-user MIMO

OFDM Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

RAN Radio access network

SNR Signal to noise ratio

TDMA Time Division Multiple Access

UDN Ultra Dense Network

UIT-R International Telecommunication Union Radiocommunication

uRLLC Ultra-Reliable and Low Latency

WIMAX Worldwide interoperability for microwave access

Introduction Générale

Ces dernières années, nous assistons à un développement exponentiel de nouvelles applications et technologies dans les domaines de la santé, des médias, de l'industrie, du transport, de l'énergie… Cette évolution va de pair avec l'apparition de nouveaux services liés à une multiplication des objets connectés dont leur nombre va atteindre 50 milliards d'ici 2020 [1]. Le monde devient de plus en plus digitalisé où tout est connecté. Les objets seront connectés entre eux, sur internet et avec des milliards de personnes. Cette augmentation nécessite de nombreux progrès sur les systèmes de télécommunications mobiles, bien que, le réseau 4G actuel reposant sur la norme LTE (Long Term Evolution) a apporté de nombreuses solutions comme l'augmentation du débit et de la bande passante comparé aux anciennes générations de réseaux mobiles. En utilisant la technologie IP, la 4G permet une navigation internet confortable avec les smartphones, les tablettes ou les ordinateurs portables. Cependant, ce réseau dont le spectre de fréquence est assez surchargé ne pourra plus bien assurer les diverses exigences dues à l'essor des objets connectés avec leurs différentes catégories d'usages.

Face à ces problèmes, une nouvelle révolution s'annonce avec un nouveau standard des systèmes de télécommunications mobiles, dénommé 5G. Ce standard ouvre des perspectives pour répondre aux besoins actuels, mais également ceux du futur, quand nous possèderons plusieurs centaines de milliards d'objets connectés, des voitures autonomes que nous utiliserons régulièrement et que nous consommerons encore plus de vidéos de bien meilleure définition. Le but de la 5G ce n'est pas seulement de répondre aux déficits liés à la bande passante ou à l'augmentation de débit, mais d'obtenir un temps de latence ultra-court, de réduire la consommation énergétique avec une service de qualité omniprésent. Face à l'ensemble de ces exigences, la future génération des systèmes de télécommunications mobiles devra combiner plusieurs technologies afin d'avoir un réseau mobile qui pourra satisfaire aux attentes. Parmi ces technologies nous pouvons citer :

- L'utilisation des bandes millimétriques : jusqu'à présent, seuls les spectres de fréquence sous 6GHz ont été largement utilisés pour les systèmes de communication civil terrestre. Pour le besoin de nouveaux canaux avec une bande passante plus large afin de prendre en charge l'hébergement simultané de centaines de milliards d'objets connectés,

l'exploitation des fréquences millimétriques au-dessus de 6GHz pour la 5G devient plus que jamais indispensable malgré avec une atténuation des ondes millimétriques due aux obstacles comme les murs, la neige, les fortes chutes de pluie.

- Massive MIMO : l'arrivée de la technologie Massive MIMO qui n'est rien d'autre qu'une densification du traditionnel MIMO (sortie multiple à entrées multiples) utilisée dans les générations. Avec leurs faibles longueurs d'ondes, l'utilisation des fréquences millimétriques facilitera l'intégration de centaines d'éléments rayonnants au niveau de la station de base.
- Réseau Ultra Dense (UDN) : l'utilisation de petites stations de base dans l'architecture de la 5G va permettre au réseau de s'adapter selon les besoins de l'environnement et sera l'intermédiaire entre les utilisateurs et les stations de base grâce à la technique de Backhauling [2]. En conséquence, le réseau cellulaire ultra-dense est en train de devenir l'une des principales caractéristiques des réseaux cellulaires 5G. L'idée de base est d'obtenir des nœuds d'accès aussi proches que possible des utilisateurs finaux. L'obtention de cette solution prometteuse est réalisée par le déploiement dense de petites cellules appelées « Small Cells » dans des hotspots où un trafic immense est généré, en utilisant les ondes millimétriques pour étendre la bande passante de transmission.
- Ces « smalls cells » doivent optimiser au mieux la réception du signal selon l'emplacement de l'utilisateur par rapport à l'antenne pour concentrer l'émission du signal dans les directions utiles, par l'utilisation de réseaux d'antennes reconfigurables en diagramme et à fort gain**.** Cette méthode évite ainsi d'utiliser toute la puissance disponible pour émettre « à l'aveugle » en espérant tomber sur le terminal.
- Les travaux menés dans le cadre de cette thèse s'inscrivent dans ce contexte. L'objectif donc consiste à concevoir et réaliser un petit réseau d'antennes ou « Small Cells » travaillant dans les bandes de fréquences millimétriques doté d'une capacité à changer la direction du faisceau selon les besoins des utilisateurs. Une technique de reconfiguration de diagramme de rayonnement avec changement de polarisation appliquée sur un réseau d'antennes planaires a été développée.

Pour cela, nous avons divisé ce mémoire en quatre chapitres principaux.

Le premier chapitre de cette thèse sera consacré à une description détaillée de la 5G en partant des limites du réseau de télécommunications actuels face aux besoins de l'accroissement

des objets connectés. On présentera ensuite les différentes exigences des trois catégories d'utilisateurs. Enfin, nous passerons en revue l'ensemble des technologies qui seront utilisées au niveau de la couche physique dans cette génération de réseau mobile.

Le deuxième chapitre a pour but dans un premier temps d'introduire les architectures et la théorie des différents réseaux d'antennes. Ensuite, nous allons faire une étude bibliographique des différentes techniques de dépointage du faisceau dans un réseau d'antennes.

Ensuite le troisième chapitre consistera en la démarche scientifique adoptée pour le développement de la méthode de reconfiguration du diagramme de rayonnement avec double polarisation. Il s'agit ici de débuter nos travaux par la conception d'une antenne à un seul élément rayonnant. Nous présenterons dans un premier temps une antenne planaire en forme croix doublement excité ensuite, nous montrerons les différentes étapes de commutation du faisceau en se basant sur les éléments parasites. Enfin une validation expérimentale et les principaux résultats des différentes configurations de l'antenne seront présentés.

Le dernier chapitre a pour objectif de présenter la conception du réseau d'antennes afin d'augmenter le gain tout en gardant le principe de commutation des diagrammes déjà développé dans le chapitre précédent. Nous débuterons par l'étude de la distance inter-éléments rayonnants avant la mise en réseau planaire.

Ce mémoire finira par une conclusion générale et quelques perspectives.

Chapitre 1 : Les enjeux de la 5G

Chapitre 1 : Les enjeux de la 5G

I. Introduction

Avec des objectifs très variés selon les catégories d'usages mais également selon les milieux de communications (à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments), le nouveau standard 5G ne s'intéresse pas uniquement à l'accroissement des débits mais plutôt à être un système puissant et fiable. Dans ce contexte, la première partie de ce chapitre est consacré à la description de l'objectif de la 5G face aux précédentes générations des réseaux mobiles. Dans cette même partie, nous allons présenter les différentes catégories d'usage de ce futur système de communications. Après identification des utilisateurs, nous allons dans la seconde partie de ce chapitre, détailler l'ensemble des exigences pour répondre au bon fonctionnement de ce système de communication. Enfin, la dernière partie s'intéressera particulièrement à l'étude détaillée des différents types de solutions au niveau de la couche physique du dernier point d'accès du réseau afin de répondre aux énormes exigences des usagers.

II. Objectifs de la 5G

Au moment où le déploiement de la 4G est en cours auprès du grand public, il faut déjà se projeter dans l'avenir pour mieux réfléchir sur la prochaine génération. Ainsi, l'UIT par son instance IMT-2020 (Télécommunications mobiles internationales) définira les standards de la 5G. Généralement pour atteindre les objectifs globaux d'une norme IMT, les processus et les échéances sont élaborés dans trois grandes phases : une phase vision, une phase développement et une phase déploiement.

Dans la première phase, les organismes se réunissent dans des conférences et des symposiums pour déterminer les objectifs, les exigences et les domaines d'intérêt. C'est dans cette phase de vision qu'on identifiera les techniques spécifiques et les technologies les plus prometteuses pour le développement de ces futurs réseaux 5G. Le groupe de travail de l'UIT-R a publié en 2015 un document nommant la recommandation IUT-R M .2083 qui marque les trois ans de travail sur la normalisation de la 5G à l'échelle mondiale. Ce document a permis de définir les bases nécessaires pour la recherche et le développement de la 5G [3].

Après les prérequis définissant les besoins puis les technologies mobiles, l'objectif du IMT-2020 n'est rien d'autre que d'anticiper les besoins des utilisateurs de services mobiles dans les prochaines décennies. Dans cette deuxième phase qui sera marquée par le développement des standards, les chercheurs du monde entier ont jusqu'à 2020 pour proposer

de nouveaux concepts et des technologies pour la 5G en s'appuyant sur la base des conclusions de la première phase.

Enfin vient la phase de déploiement sur la base des travaux déjà effectués dans les deux premières phases citées précédemment. Cette phase débutera à partir de 2020 pour le grand public mais quelques phases test sur terrain ont déjà eu lieu à l'occasion des Jeux Olympiques d'hiver de 2018 Pyeongchang en Corée du Sud [4].

II.1. Pourquoi la 5G

Les précédentes générations de réseaux mobiles avaient toujours pour ambition d'améliorer la vitesse des données afin de répondre à une demande de ressources toujours plus forte, à des services de plus en plus exigeants en termes de débits. Et chaque génération a pu développer de nouvelles technologies pour anticiper les besoins des utilisateurs.

La première génération (1G) est un système à fonctionnement analogique avec un multiplexage de type fréquentiel (FDMA). Elle était utilisée pour le service vocal public avec une capacité en termes d'abonnés et de trafic faible.

La deuxième génération (2G) repose sur une technologie entièrement numérique avec implémentation des techniques de multiplexage fréquentiel (FDMA), et découpage temporel des canaux disponibles (TDMA), pour une vitesse améliorée autour de 64Kbps. En plus des services de la première génération, la 2G permet de prendre en charge la messagerie texte.

Par la technologie de commutation de paquets, le système sans fil de la troisième génération (3G) fournit des débits jusqu'à 2Mbps.

Concernant la 4G, les technologies OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) qui est un procédé de codage de signaux numériques par répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiples sous-porteuses et CDMA (Code Division Multiple Access) qui est un système de codage des transmissions, utilisant la technique d'étalement de spectre ont été introduites pour offrir aux consommateurs des débits allant jusqu'à 100 Mbps.

Mais vu la demande croissante de données pour les smartphones avec l'essor de nouvelles applications, et surtout l'arrivée de la réalité virtuelle, seul le nouveau standard 5G pourra assurer ce nouveau type de connectivité entre les personnes et les objets dans un environnement placé sous le signe de l'intelligence et des connexions. L'UIT abonde dans le même sens par la voie de son secrétaire général Houlin Zhao [5]: « *L'attention est maintenant centrée sur la possibilité de créer une société connectée en continu à l'horizon 2020 et au-delà – une société dans laquelle les personnes aussi bien que les objets, les données, les applications, les systèmes*

de transport et les villes seraient regroupés au sein d'un environnement placé sous le signe des communications intelligentes en réseau ».

Ce développement sera suivi en parallèle d'une croissance exponentielle du volume des données mobiles échangées. Par exemple, des millions de voitures connectées seront en circulation et le moindre problème de réseau pourrait avoir des incidences très graves. C'est la raison pour laquelle l'objectif de la 5G n'est pas seulement de répondre aux besoins d'aujourd'hui mais à ceux de demain afin d'être un réseau qui ne craint ni la surcharge, ni l'évolution et qui s'adapte à de nouveaux usages. La 5G permettra aussi d'être plus rapide pour garantir que des données seront correctement transmises dans un intervalle de temps extrêmement faible mais également sans failles. La combinaison des deux permettra de traiter des applications jugées jusqu'alors trop sensibles pour la mobilité : voitures connectées, équipements de santé, applications industrielles.

II.2. Différentes catégories d'usages de la 5G

A moyen terme (c'est-à-dire jusqu'en 2020 environ) et au-delà, le développement futur des IMT-2020 va sans doute évoluer en fonction des exigences du marché. En étudiant les différents cas d'utilisation et les besoins des usagers, trois grandes catégories d'usages ont été regroupés [3][6][7]:

- Les communications massives de type machine (mMTC – Massive Machine Type Communications) : l'automatisation des processus industriels avec les communications massives de type machine sont des exemples de cas d'utilisations qui seront possibles dans les futurs systèmes 5G. Ce scénario d'utilisation nécessite une bonne qualité de service en termes de réduction de la consommation énergétique, de bonne connectivité ainsi qu'une grande fiabilité.
- La large bande mobile évolué (eMBB – Enhanced Mobile Broadband) : dans les grands centres urbains avec une forte densité d'utilisateurs, on assiste de plus en plus à une forte demande à l'accès aux contenus, services et données multimédias. Cette demande va entrainer des exigences en termes de bande passante, ce qui va conduire à la large bande mobile évolué. Cette utilisation englobe aussi des exigences en termes de couvertures et de très haut débit mobile constant quel que soit le contexte de réception.
- Communications ultra-fiables à très faible latence (uRLLC – Ultra-Reliable and Low Latency) : ce scénario d'utilisation sera très important dans les futures applications

nécessitant une très grande réactivité en même temps qu'une transmission extrêmement fiable. Des besoins qui se retrouvent principalement dans les transports autonomes, dans la numérisation de l'industrie**,** dans la chirurgie à distance, et dans les réseaux électriques intelligents.

La Figure 1.1 présente le résumé des trois cas d'utilisation de la 5G dans les différents domaines d'applications.

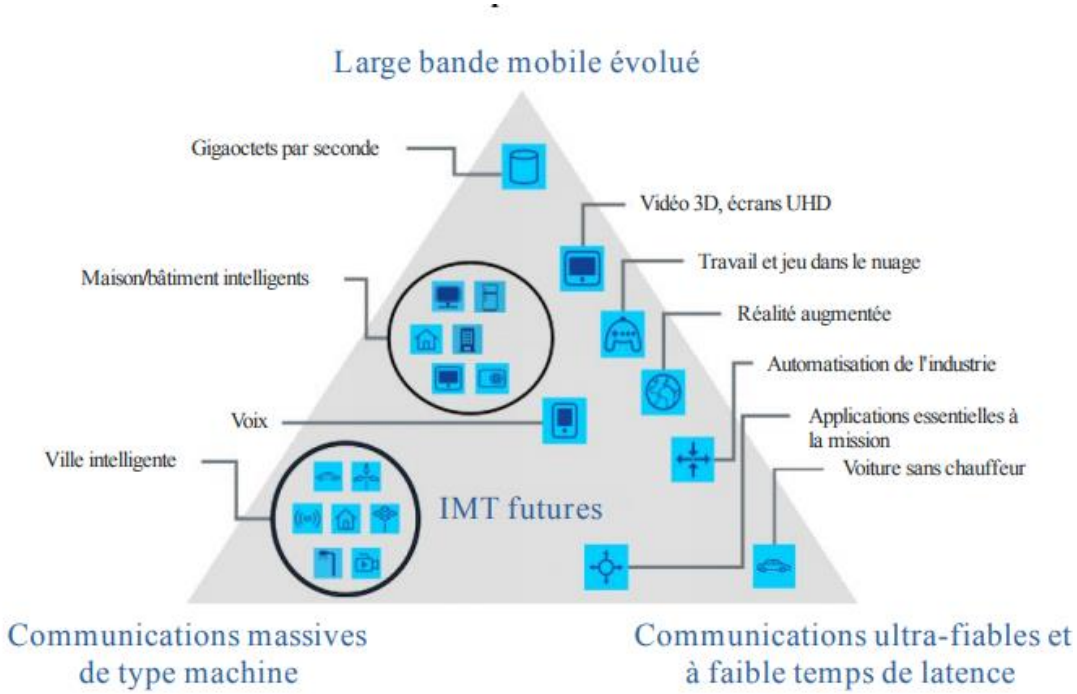


Figure 1. 1: les trois cas d'utilisation de la 5G[3]

III. Différentes exigences de la 5G

Les membres de l'UIT, au nombre desquels de grands acteurs du secteur, des forums de l'industrie, des organisations de normalisation nationales et régionales, des régulateurs, des opérateurs de réseau, des équipementiers ainsi que des représentants d'universités et d'instituts de recherche et des Etats Membres, se sont réunis dans le cadre des activités du groupe de travail et ont mené à son terme une série d'études relatives aux principales exigences concernant la qualité de fonctionnement des technologies 5G et des domaines d'application des systèmes IMT-2020 en fonction des trois catégories d'usages cités dans le paragraphe précèdent [8] [9]. Il est nécessaire de collecter et d'accepter les exigences pour avoir une idée précise des caractéristiques des systèmes, des utilisateurs et de l'exploitation. Les principales

exigences des futures systèmes IMT-2020 sont décrites dans la recommandation ITU-R M.2083-0 [3].

La Figure 1.2 présente un résumé d'une étude comparative de ces exigences de la 5G par rapport à celles de la 4G. On note que le changement de certaines de ces exigences ne sera pas trop significatifs car le réseau actuel a déjà apporté quelques solutions. En revanche, les exigences comme la capacité de trafic par zone, l'efficacité énergétique et les débits de données de crête devront connaître d'énormes progrès dans l'IMT-2020. Ce qui montre que l'arrivée de la prochaine génération de réseaux mobiles ne va pas seulement se limiter à la vitesse pour soutenir la demande croissante comme le faisaient les générations précédentes.

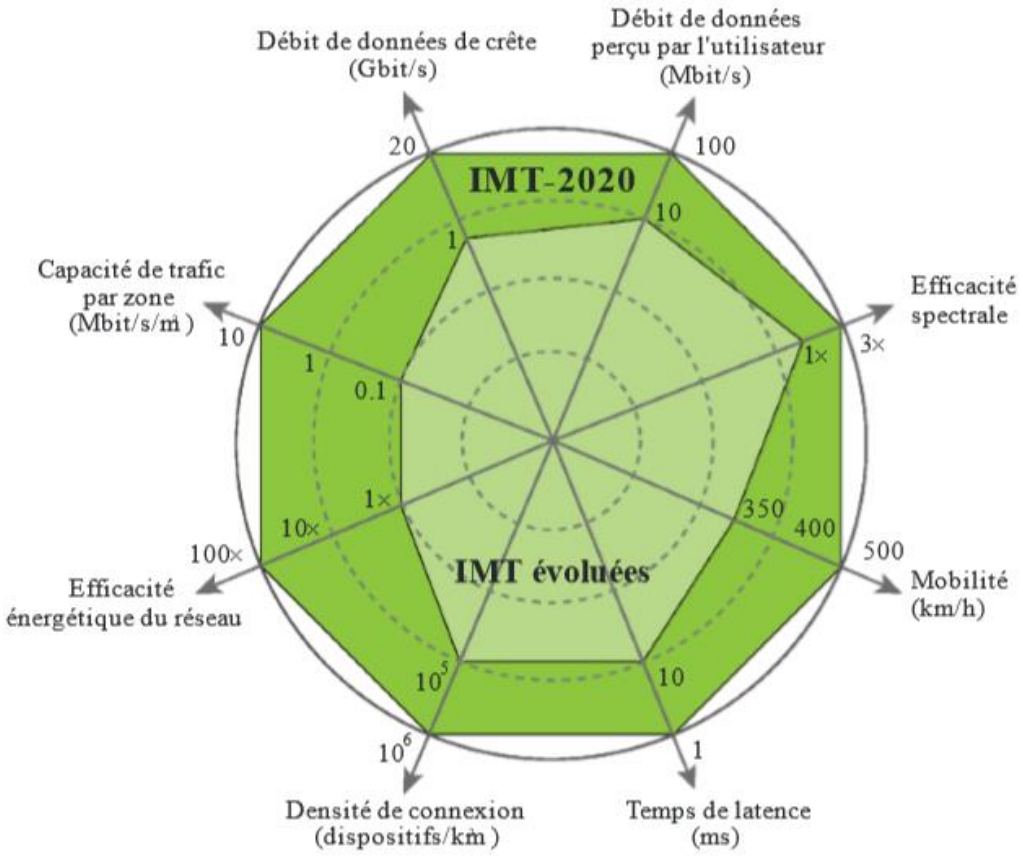


Figure 1. 2 :Comparaison des différentes exigences de la 5G par rapport à la 4G [3]

III.1. Très hauts débits ou débit crête par utilisateur

C'est une exigence qui est définie surtout à des fins d'évaluation dans les catégories d'usages d'eMBB. Elle est définie comme étant le débit de données maximal théoriquement

réalisable qui peut être assigné à une seule station mobile en supposant des conditions sans erreur lorsque toutes les ressources radio disponibles sont utilisées pour la liaison correspondante (c'est-à-dire excluant les ressources radio utilisées pour la synchronisation de la couche physique, les signaux de référence ou les pilotes, les bandes de garde et les garanties) [10].

Le débit total de donnée R est déterminé dans une bande passante en fonction de l'efficacité spectacle.

$$R = \sum_{i=1}^{Q} Wi \times SEpi \qquad (1)$$

Wi : bande passante d'un canal ; *SEpi* : efficacité spectrale de crête dans cette bande

Selon les objectifs de la 5G, les exigences minimales pour le débit de données de pointe sont les suivantes[10].

- Le débit de crête de la liaison descendante est de 20 Gbit /s.
- Le débit de pointe de la liaison montante est de 10 Gbit/s

III.2. Efficacité énergétique

L'efficacité énergétique est définie comme étant le nombre de bits transmis par Joule d'énergie et elle comporte deux aspects :

- Côté réseau, l'efficacité énergétique correspond à la quantité de bits d'information reçue ou transmise par les utilisateurs, par unité de consommation d'énergie du réseau d'accès radioélectrique (RAN) (en bit/joule) ;
- Côté dispositif, l'efficacité énergétique correspond à la quantité de bits d'information par unité de consommation d'énergie du module de communication (en bit/joule).

L'efficacité énergétique devrait être considérablement améliorée par rapport à la 4G afin d'augmenter la durée de vie des batteries des objets connectés (batteries pouvant être jusqu'à 100 fois moins énergivores)[10].

Tous les efforts doivent être faits sur l'optimisation énergétique afin d'avoir un bon gain d'énergie sans dégrader la performance du réseau et des dispositifs. Mais la technologie devrait permettre une flexibilité native pour l'opérateur dans le but de configurer un compromis entre l'efficacité énergétique et la performance lorsque cela est justifié

Un compromis entre l'efficacité énergétique du réseau et la consommation énergétique des objets connectés peut se rapporter à deux cas de figures :

a) Une bonne efficacité d'énergie en cas de transmission de données
b) Une faible consommation d'énergie en cas d'absence de données.

III.3. Capacité de trafic par zone

La capacité de trafic par zone est définie comme étant le débit total de trafic fourni par zone géographique (en Mbit/s/m^2) [10].

Les zones urbaines et les grands lieux très denses tels que les concerts et les stades sont les meilleurs candidats à la densification du réseau en raison de la forte concentration d'utilisateurs. Par exemple, la densité d'utilisateurs dans un stade peut aller jusqu'à 2 millions/km^2 soit deux utilisateurs par m^2. Même si seulement 10% des utilisateurs sont actifs, le réseau doit être en mesure de supporter 200 000 utilisateurs actifs / km^2. Pour supporter ce trafic de manière abordable, la 5G doit fournir des solutions permettant une prolifération de capacité de 1.000 à 10.000 fois dans des endroits de forte demande. Ceci est considéré comme l'exigence la plus importante et l'une des plus difficiles pour les futurs réseaux.

III.4. Efficacité spectrale

Le futur environnement des systèmes de télécommunications risque d'être très dense et surtout hétérogène mais devrait être capable d'héberger les trois catégories d'usages cités précédemment mais aussi d'avoir une transmission efficace afin de permettre d'accéder à de nombreux services partout et à tout moment. La transmission des données et des applications multimédia nécessite une haute efficacité spectrale. Cette dernière est définie comme étant la quantité de données binaires (bits) pouvant être transférée durant une seconde sur une largeur de bande de 1 Hz (mesurée en bit / s / Hz / cellule) [10].

Les améliorations de l'efficacité du spectre devraient s'appliquer à la fois aux cellules de petite et de grande taille, dans les bandes de fréquences basses et hautes, dans les scénarios de mobilité élevée et faible.

La mesure théorique de l'efficacité $\boldsymbol{\eta}$ est donnée par l'équation suivante [10].

$$\eta = \frac{\sum_{i=1}^{N} \chi_i}{T.\omega.M} \quad (2)$$

χ_i répresente le nombre de bits correctement recus par utilisateur dans une liaison montant i ou dans une liaison descendante i dans un systéme comportant un nombre N populations d'utilisateurs et M cellules.

ω designe la largeur de bande du canal de transmission et T le temps necessaire pour que les bits d'informations puissent être reçus par l'utilisateur.

Cette exigence est définie principalement à des fins d'évaluation dans le scénario d'utilisation d'eMBB. Les exigences minimales pour les efficacités spectrales pour la ITM-2020 sont les suivantes :

- L'efficacité spectrale de pic de la liaison descendante est de 30 bits / s / Hz.
- L'efficacité spectrale de crête de la liaison montante est de 15 bits / s / Hz

III.5. Mobilité

Le maintien d'un très bon niveau de qualité de service dans le contexte d'une mobilité à grande vitesse est une exigence indispensable pour la 5G et surtout pour le développement des voitures autonomes.

Il existe 4 différentes classes de mobilité, chacune des classes de mobilité est prise en charge si le lien du canal de trafic peut être maintenu lorsque l'utilisateur se déplace à la vitesse maximale dans cette classe de mobilité.

1 - Stationnaire : 0 km / h
2 - Piéton : 0 km / h à 10 km / h
3 - Véhicule : 10 km / h à 120 km / h
4 - Véhicule à grande vitesse : de 120 km / h à 500 km /h

III.6. Densité de connexion

La densité de connexion est la capacité à soutenir la livraison réussie d'un message d'une certaine taille dans un laps de temps, même dans des endroits très denses comme une gare, un stade de football, etc. Contrairement à la 4G qui n'offrait que des milliers de connexions par

kilomètres carré, la 5G va multiplier ce chiffre par un facteur dix afin d'atteindre un million de connexions par kilomètre carré [10].

III.7. Débit moyen par utilisateur

Le débit de données par utilisateur est défini comme étant le débit moyen de l'utilisateur c'est à dire le nombre de bits correctement reçus par les utilisateurs. La valeur moyenne des débits par utilisateur varie selon les zones géographiques [10]:

- Des débits +100 Mbps devraient généralement être réalisables dans les environnements urbains et suburbains.
- Des débits de données d'au moins 10 Mbps devraient être accessibles presque partout, y compris dans les zones rurales peu peuplées des pays développés et des pays en développement.

III.8. Latence

Cette exigence est définie comme étant le temps nécessaire à un paquet de données pour passer de la source à la destination à travers un réseau. L'arrivée de ce nouveau standard devrait permettre un temps de latence ultra-court, équivalant à moins d'un dixième du temps de latence des systèmes de communication actuels. Une latence très faible sera motivée par le besoin de supporter de nouvelles applications. Certains cas d'utilisation de la 5G envisagés, tels que des voitures connectées et autonomes, des services d'urgence, des drones connectés, des opérations médicales à distance, etc, peuvent nécessiter une latence beaucoup plus faible que ce qui est possible avec les systèmes de communication mobiles d'aujourd'hui.

Face à ces exigences, différentes technologies ont suscité un certain engouement dans la communauté scientifique. Les principales technologies qui ont été retenues comme candidate idéale sur la couche physique pour répondre aux exigences de la 5G sont : le Full duplex, le Massive MIMO et les Small cells dans les bandes de fréquences millimétriques [11].

IV. Solutions envisageables pour répondre aux attentes de la 5G

IV.1. Massive MIMO

Pour atteindre les objectifs en termes de débit élevé, réduction de la consommation énergétique, latence, etc. La combinaison de diverses technologies sera nécessaire. L'une des solutions est l'introduction du Massive MIMO pour la prochaine génération, c'est-à-dire l'utilisation des antennes multiples à échelle massive [12]. La technologie MIMO a suscité un vif intérêt dans la recherche au cours de la dernière décennie et elle a déjà été intégrée pour la première fois dans le standard 3G et ensuite dans le standard 4G avec le MIMO multi-utilisateur (MU) pour la mono-cellule, ou le CoMP (Coordinated MultiPoint transmission) pour la multi-cellule [13].

Le but de cette technologie est d'augmenter les avantages des systèmes MIMO traditionnels. Elle se réfère à un scénario selon lequel des composants technologiques spécifiques permettent le déploiement rentable des systèmes cellulaires exploitant des centaines d'antennes dans les stations de base cellulaires. Cette technique est une approche pour augmenter la capacité du canal et pour fournir des gains élevés de multiplexage et de diversité dans les directions de liaison montante et de liaison descendante. Ces performances vont dépendre fortement du nombre d'antennes dans la station de base par rapport aux nombres d'utilisateurs.

Le principe de fonctionnement des systèmes Massive MIMO repose sur les informations d'état de canal (CSI) connus à la station de base pour traiter de manière cohérente les signaux, c'est à dire pour effectuer le précodage et la détection. Lorsque le nombre d'antennes d'émission est beaucoup plus grand que le nombre d'antennes de réception, des précodeurs linéaires simples et des détecteurs sont suffisants pour offrir une performance presque optimale. Cependant, lorsque le nombre d'antennes d'émission est inférieur ou égal au nombre d'antennes de réception, la conception de précodeurs et de détecteurs présentant une complexité raisonnable devient plus difficile [14]. La Figure 1.3 présente l'architecture d'un tel système.

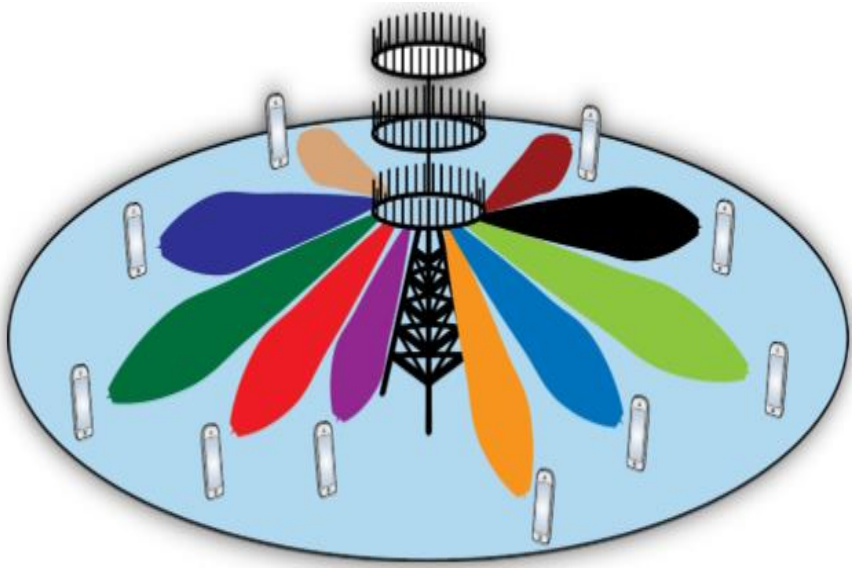


Figure 1. 3: Système Massive MIMO avec N antennes pour desservir *K* utilisateurs [15]

Dans [16], les auteurs ont mené des études théoriques sur le canal de transmission d'un systèmes Massive MMO. Nous considérons ***N*** comme étant le nombre d'antennes au niveau de la station de base qui est généralement beaucoup plus grand que le nombre ***K*** d'utilisateurs qu'elle doit desservir simultanément. La transmission de liaison montante est le scénario où les utilisateurs transmettent des signaux à la station de base. Inversement la liaison descendante permet à la station de base de desservir plusieurs utilisateurs. Dans un système avec ***l*** cellules, chaque cellule contient ***K*** utilisateurs avec une seule antenne dans une station de base avec ***N*** antennes. Le coefficient du canal du ***K-iéme*** utilisateur dans la ***l-ieme*** cellule de ***n-ieme*** antenne du ***i-ieme*** station est désigné par $\boldsymbol{h_{i,k,l,n}}$ qui est égal au produit des facteurs des évanouissement de petite et de grande échelle.

$$h_{i,k,l,n} = g_{i,k,l,n}(d_{i,k,l,n})^{1/2} \qquad (2)$$

$g_{i,k,l,n}$: facteur d'évanouissement à petite échelle

$d_{i,k,l,n}$: facteur d'évanouissement à grande échelle

Généralement, les coefficients d'évanouissement grande échelle sont identiques pour tous les utilisateurs dans une même station cependant ceux à petite échelle varient en fonction de

l'utilisateur ou en fonction de l'antenne dans la station de base. Pour tous les ***K*** utilisateurs, de la ***l-ième*** cellule dans la ***i-ième*** station de base, la matrice de canaux est donnée par :

$$H_{i,l} = G_{i,l} {D_{i,l}}^{1/2} \tag{3}$$

$$H_{i,l} = \begin{pmatrix} h_{i,1,l,1} & \cdots & h_{i,K,l,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i,1,l,N} & \cdots & h_{i,K,l,N} \end{pmatrix} \tag{4}$$

$$G_{i,l} = \begin{pmatrix} g_{i,1,l,1} & \cdots & g_{i,K,l,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{i,1,l,N} & \cdots & g_{i,K,l,N} \end{pmatrix} \tag{5}$$

$$D_{i,l} = \begin{pmatrix} d_{i,1,l} & & \\ & \ddots & \\ & & d_{i,K,l} \end{pmatrix} \tag{6}$$

Nous pouvons constater que la technologie Massive MIMO est extrêmement intéressante car elle permet de tirer parti de sa large gamme d'antennes pour concentrer les faisceaux vers plusieurs utilisateurs simultanément. Ceci est réalisé par des matrices massives et une formation de faisceau simultanée aux utilisateurs de sorte que les composantes de trajets multiples reçues du signal utile s'additionnent de manière cohérente. Cela lui permet d'atteindre des rendements spectraux 10 fois supérieurs à ceux des systèmes MIMO utilisés pour la 4G.

Dans [17], les auteurs montrent que chaque utilisateur d'antenne unique dans un système Massive MIMO peut réduire sa puissance d'émission proportionnellement au nombre d'antennes à la station de base si celle-ci acquiert des informations d'état de canal parfait (CSI) ou à la racine carrée du nombre d'antennes de la station de base si la station de base à un CSI imparfait, pour obtenir les mêmes performances qu'un système SISO correspondant. Bien que cette technologie offre de nombreux avantages potentiels pour le standard 5G, plusieurs défis majeurs doivent être relevés avant leur déploiement pratique. Le défi premier serait la limitation de la couche physique. Le déploiement d'un grand nombre d'antennes et des composants électriques vont entrainer respectivement des problèmes de corrélation spatiale et de couplage mutuel [16]. Dans [18], les auteurs montrent que l'effet du couplage mutuel peut entraîner une capacité nettement plus faible.

IV.2. Full duplex

La transmission sans fil Full duplex est actuellement au cœur des réflexions sur la définition de la 5G et de récentes résultats obtenus par les universitaires ont prouvé la faisabilité technique [19][20].

Habituellement dans les systèmes de communication sans fil actuellement déployés, le support sans fil est une ressource partagée et limitée. Les systèmes de communications sans fil continuent de partager les ressources dans le temps ou par répartition de fréquence avec le principe Half-Duplex [21]. Cela nécessite une transmission et une réception des signaux qui se font dans deux intervalles de temps séparés ou dans deux bandes de fréquences différentes. En outre, l'émetteur-récepteur ne peut pas transmettre et recevoir un signal en même temps à la même fréquence. Par exemple, le LTE utilise des canaux de liaison montante et descendante séparés de largeur égale pour permettre la communication entre la station de base et les utilisateurs. Ce qui limite considérablement la capacité des réseaux cellulaires, contrairement à la technologie Full duplex. Cette technologie permet une transmission et une réception simultanées dans le temps et sur la même bande de fréquence, ce qui peut théoriquement doubler le débit du système par rapport aux systèmes Half duplex conventionnels [22].

La Figure 1.4 présente les deux répartitions temps et fréquence dans le Half duplex et aussi le Full duplex [23]. Sur cette figure on constate que l'intégralité des ressources temps et fréquence sont utilisées dans le Full duplex dans les deux sens de liaisons.

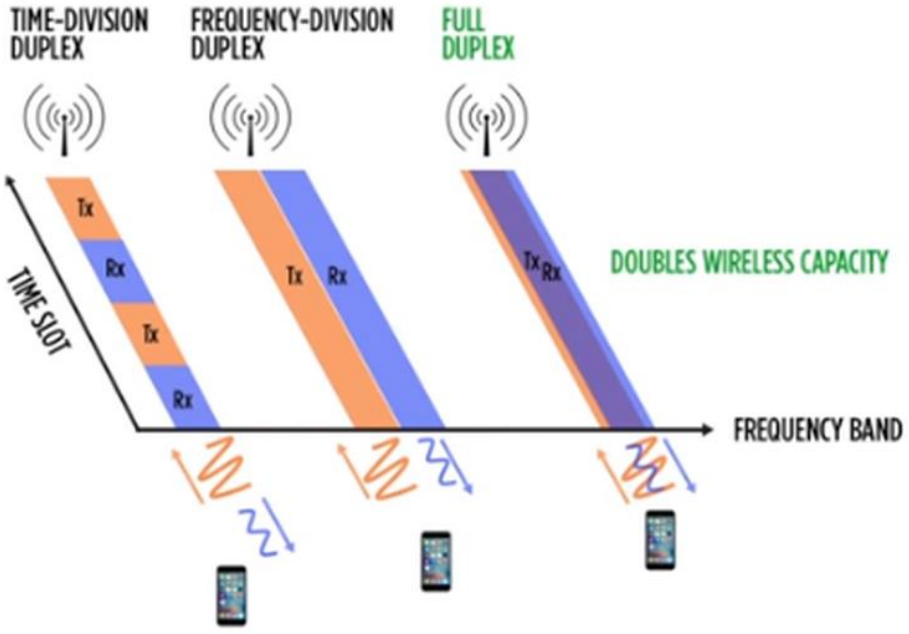


Figure 1. 4 : Présentation des différentes figures de répartition

La technologie Full duplex a été considérée comme irréalisable dans les systèmes de communication sans fil en raison d'un très haut niveau d'interférence qui peut être créé par l'émetteur-récepteur en essayant d'envoyer et de recevoir un signal en même temps, et dans la même de fréquence (connu sous le nom d'auto-interférence) [24] . En outre, le concept de conception d'un émetteur-récepteur radio flexible à la même fréquence de travaille capable de traiter deux types différents de signaux à la fois reste très difficile. Ce qui ouvre une nouvelle voie de recherche dans le but de réduire cette forte auto-interférence. La Figure 1.5 présente la comparaison des performances du débit réalisable entre système Half duplex (HD) et un système Full duplex (FD) utilisant même nombre d'antennes. On constate que le système Full duplex offre plus de débit que le système Half duplex [25][26].

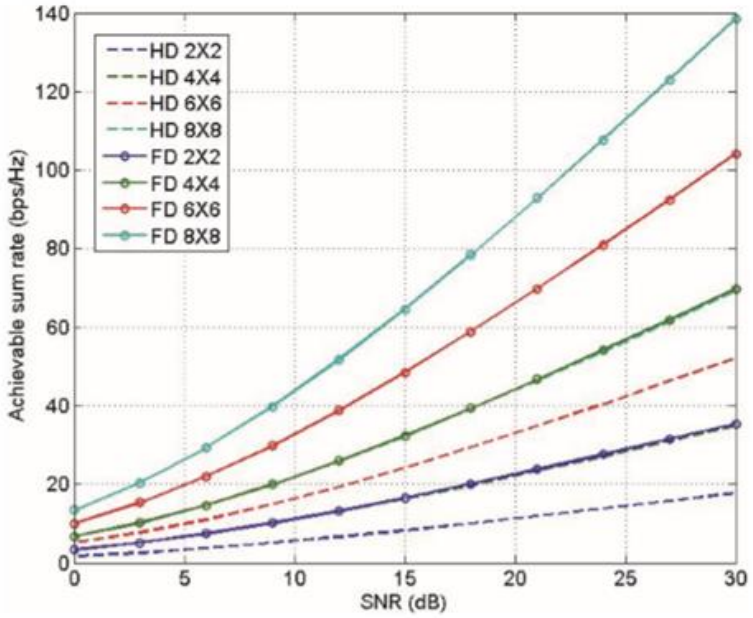


Figure 1. 5: Comparaison entre le Half duplex et le Full duplex

Les diverses importunités de cette technologie Full duplex ont incité de nombreux chercheurs, universitaires et industriels de différents groupes de recherche à trouver des techniques potentielles pour atténuer et réduire au mieux la dégradation des performances imposée par l'auto-interférence. Par exemple pour le WIFI, la puissance moyenne transmise est de 20dBm (100mW) et le niveau de bruit est d'environ -90dBm. L'auto-interférence dans un système Full duplex doit être annulée de 20dBm - (- 90dBm) = 110dB pour le réduire au même niveau que le bruit et le rendre négligeable [27]. Cependant, si l'auto-interférence n'est pas totalement annulée il y aura du bruit sur le signal transmis, ce qui entrainera une réduction du SNR et de la capacité du système [10].

Les progrès récents dans les techniques de suppression d'interférences ont permis une annulation élevée de l'auto-interférence, ce qui montre que la technologie Full duplex peut être considérée comme un potentiel candidat pour soutenir l'évolution de la prochaine génération des systèmes communications sans fil. Cependant, les méthodes proposées pour réduire l'auto-interférence peuvent être regroupées en deux catégories : l'annulation passive et l'annulation active [24].

- L'annulation passive ou électromagnétique : Cette méthode est principalement basée sur la réduction du couplage mutuel entre les antennes d'émission et de réception. Cette technique d'annulation a permis d'atteindre 55dB dans une bande passante de 10MHz pour les applications WIMAX entre les antennes Tx et Rx pour un système 2x2[28].
- L'annulation active : ce type de suppression est basé sur le traitement du signal et peut être réalisé soit de manière analogique soit numérique. Dans [29], les auteurs ont utilisé l'annulation d'auto-interférence par méthode analogique dans la bande ISM et ils ont obtenu 40dB avec une seule antenne à polarisations circulaires. Dans [30], la méthode de suppression digitale a montré expérimentalement qu'une réduction d'auto-interférence jusqu'à 60dB peut être obtenue dans un système MIMO 7x3. Jusqu'à présent les meilleures performances de réduction d'auto-interférence ont été obtenues par l'édifice des deux méthodes actives (analogiques et numériques). Pour le standard 802.11ac, une réduction de 110dB a été obtenue par combinaison des deux méthodes dans un système 1x1 et 103dB dans un système 3x3 [27][31].

Contrairement au Half duplex dont un seul canal (c'est à dire juste une partie de la bande passante) était nécessaire pour transmettre les données de la station vers l'utilisateur ou bien l'inverse, avec le Full duplex la totalité de la bande pourrait être utilisée pour les transmissions dans les deux sens. Cela permet effectivement de doubler l'efficacité spectrale.

L'avantage de cette technologie serait également une reconnaissance du canal utilisé dans les deux directions. Ce qui permet à la prochaine génération de satisfaire les exigences en termes de latence et de sécurité imposées surtout dans le cas des communications autonomes.

Dans les travaux menés par l'université Aalborg en collaboration avec le géant industriel Nokia montrent qu'une réduction de 80% de latence pouvait être obtenue avec la technologie Full duplex par rapport au Half-duplex [32].

IV.3. Small cells

Le standard 5G doit assurer la couverture en haut débit à l'intérieur comme à l'extérieur des bâtiments. Cette gestion de la couverture avec une qualité de service a poussé la communauté scientifique vers de nouvelles solutions. L'idée de l'approximation du réseau c'est à dire de diminuer la distance entre les derniers point d'accès du réseau et les utilisateurs est actuellement considérée comme l'unique solution pour répondre aux exigences en matière de couverture. La capacité par utilisateur est réduite dans le cas des macrocellules, du fait du grand nombre d'utilisateurs. Résoudre ce type de problème revient à créer des cellules de petites tailles dans ces macrocellules, dans lesquelles le déploiement des équipements de communications radio de la 5G se fera. Ces cellules sont appelées 'Small cells'[33].

On distingue principalement trois types de Small cells en fonction de leurs puissances d'émission et de la zone de couverture.

i) Femtocellules : ce type de cellule permet d'émettre une puissance maximale de 24dBm afin d'avoir une couverture maximale de 100m. Les femtocells sont principalement déployées pour assurer la couverture d'un nombre restreint d'utilisateurs à l'intérieur des environnements résidentiels.

ii) Picocellules : dans ce genre de cellule, la puissance de transmission varie entre 24 et 30dBm, son rayon de couverture est compris entre 200 et 300m. Les picocells peuvent être utilisées pour améliorer une couverture à l'intérieur comme à l'extérieur des bâtiments, par exemple dans les hôtels, les entreprises etc.

iii) Microcellules : cette catégorie de cellule permet d'obtenir une couverture un peu plus large qui peut aller jusqu'à deux kilomètres de rayon avec une puissance maximale d'émission de 40dBm. Comme les cellules précédentes, ce type de cellule peut être également utilisé dans le but d'assurer une couverture intérieure et / ou extérieur avec un nombre d'utilisateurs simultanés qui peut aller jusqu'à 2000.

Le Tableau 1.1 présente un résumé des différentes cellules en fonction des spécificités utilisées dans les systèmes de communications radio.

Tableau 1. 1 : Caractéristiques des différents types de cellules[9]

Type de Cellule	Puissance (W)	Rayon de couverture (km)	Nombre d'utilisateurs	Zone
Femtocellue	0,001 à 0,25	0,01 à 0,1	1 à 30	Interieur
Picocellule	0,25 à 1	0,1 à 0, 2	30 à 100	Interieur / Exterieur
Microcellule	1 à 10	0,2 à 2	100 à 2000	Interieur / Exterieur
Macrocellule	10 à > 50	8 à 30	>2000	Exterieur

L'architecture du réseau doit maintenant dépendre des besoins des utilisateurs en termes de couverture et de capacité. Par exemple, une cellule serait automatiquement informée de la présence d'une personne pour déclencher des services supplémentaires, tels qu'un client entrant dans un centre commercial. Ceci va permettre une réduction considérable de la consommation énergétique. En plus de cet avantage, ces petites cellules permettront également une couverture totale c'est à dire une couverture omniprésente même dans les zones les plus isolées par exemple dans les zones rurales, les tunnels etc. En revanche, l'utilisation de ces petites cellules pour la 5G doit se faire avec l'implication d'autres techniques pour répondre aux exigences de ce standard.

Des techniques avancées comme la cohabitation de différents types de cellules c'est à dire les réseaux hétérogènes, y compris la densification du réseau et le backhaul, sont apparues comme des technologies clés appliquées dans les Small cells pour répondre aux exigences de la 5G. L'utilisation des bandes millimétriques dans ces Small cells sera également l'une des technologies les plus importantes pour fournir des services à haut débit de données pour la prochaine génération [34].

IV.3.1. Reseau hétérogène

Dans les systèmes de télécommunications, un réseau homogène renvoi à l'utilisation d'un réseau RAN (Radio Acces Network) standard composé uniquement de stations de base de type macrocellule [35]. Cependant, si le RAN est constitué de différents types de stations de base (BSs), tels que des macrocellules et différents types de petites cellules, on parle dans ce cas de réseau hétérogène. De récents travaux sur le déploiement des Small cells considèrent les

réseaux hétérogènes comme un moyen crucial face à la demande croissante de trafic de données[36]. Le concept de cette technologie repose sur un mélange des cellules de tailles différentes (macro, micro, pico et/ou femto) dans le but d'accroître la proximité entre les cellules et les terminaux mobiles. Considérée comme une solution attrayante pour les réseaux 5G le réseau hétérogène a été largement détaillé dans le Release 12 de la normalisation 3GPP [37]. La mise en œuvre nécessitera une combinaison d'une variété de petites cellules relais avec des niveaux de puissance différents sous la couverture d'une macrocellule. Dans le but de produire un meilleur service de qualité et d'efficacité énergétique, la gestion du changement de cellule va entrainer des contraintes en temps réel, ce qui n'est pas tolérable avec l'arrivée des voitures autonomes. Les opérateurs seront donc obligés de trouver de nouvelles méthodes de prédiction de la mobilité afin de résoudre ce problème de Hanover.

IV.3.2. Réseau ultra dense (UND)

Cette technologie jouera un rôle capital face à l'importante demande de trafic de données [38]. Elle va permettre aux Small cells, particulièrement celles qui sont installées dans les environnements intérieurs où plus de 80% du trafic se produit, de décharger les données provenant des stations de base macrocellules surchargées [39]. Le scénario de l'UDN sera caractérisé par une fragmentation spéciale du réseau en petites cellules où la distance inter cellulaires ne serait que de quelques mètres[40].

Dans les statistiques données par le groupe de travail SCF « Small Cell Forum » montre que le nombre de ces petites cellules passera à 37 millions d'ici 2021. Il est convenu par les organismes de normalisation que l'UDN est la technique la plus prometteuse face à cette demande massive de trafic de données sans relâche. Les opportunités de l'UDN vont permettre d'avoir une couverture omniprésente avec une bonne capacité en exploitant la réutilisation du spectre. De plus, ce rapprochement des Small cells avec les terminaux va entrainer une réduction de latence jusqu'à moins d'1ms et ainsi qu'une bonne efficacité énergétique car la distance parcourue par l'onde devient de plus en plus petite [41]. En revanche, le déploiement massif de ces Small cells n'est pas exempt de nouveaux défis techniques. D'abord le problème d'interférences intra-cellulaires, ensuite, ce grand nombre de petites cellules risque d'entrainer une augmentation de la consommation énergétique du réseau. Une étude d'optimisation doit se faire face à ce problème délicat. L'idéal serait d'avoir des réseaux intelligents basés sur un algorithme dont le mode fonctionnement est diffèrent de ce qui existe actuellement. La station

de base devient active c'est à dire en mode transfert de données uniquement si un utilisateur est connecté. De plus, toujours dans le cadre de l'optimisation d'énergie, le rayonnement devrait être dirigé uniquement dans la direction de l'utilisateur pour éviter les pertes d'énergie dans les endroits où il n'y a pas la présence d'un terminal connecté. Ce qui réduira également les interférences intra-cellulaires.

IV.3.3. Bandes millimétriques

Actuellement, les opérateurs de réseaux mobiles sont limités à un spectre de fréquence porteuse compris entre 800 MHz et 2,6 GHz [42]. La bande passante maximale attribuée à l'ensemble des technologies cellulaires est limitée à 780 MHz, chaque grand fournisseur de services sans fil disposant d'environ 200 MHz. Ces fournisseurs affirment qu'ils auront du mal à répondre à la demande à long terme sans disposer encore de plus de spectre. La libération des bandes de fréquences actuellement utilisées pour d'autres systèmes deviendra une priorité majeure pour surmonter la pénurie de bande passante mondiale.

Pour cette raison, la 5G se présente comme une technologie qui utilisera à la fois des fréquences basses ($f < 1$ GHz), des fréquences hautes (1 GHz $< f < 6$ GHz) et, pour la première fois dans des réseaux grand public, des fréquences très hautes, dites « millimétriques » ($f > 6$ GHz). L'organisme de normalisation, la commission fédérale des communications (FCC) et les chercheurs ont identifié un certain nombre de bandes de fréquences comprises entre 6 et 100 GHz avec des largeurs de bande variables comme fréquences candidates pour la prochaine génération [43].

IV. 3. 3. 1 Caractéristique des fréquences millimétriques

La technologie des ondes millimétriques est relativement nouvelle en termes de produits réels, mais c'est un domaine de recherche qui date depuis plus de cent ans. L'historique a commencé avec les études de Jagadish Chandra BOSE [44] dans les années 1890 mais c'est une technologie qui est restée dans les limites des laboratoires de recherches. Un demi-siècle après, vers les années 1960 la technologie commence à voir le jour dans les domaines de radio astronomie et aussi dans les applications militaires pour les transmissions à courte portée indétectables [45]. A cette même période, les Américains les mirent en œuvre sur les satellites militaires dans la bande de 45 GHz. C'est à partir de 1990 que le civil a pris le relai de cette technologie pour des applications commerciales. On note l'avènement du radar d'évitement des collisions automobiles à 77 GHz [45]. Ceci a marqué la première utilisation par les

consommateurs de fréquences millimétriques au-dessus de 40 GHz. En 1995, la FCC a ouvert le spectre entre 59 et 64 GHz pour la communication sans fil sans licence, ce qui a donné naissance à pléthore d'équipements de communication et de radars à large bande pour les applications commerciales.

En 2003, la FCC a autorisé l'utilisation de 71-76 GHz et 81-86 GHz pour la communication point à point sous licence, créant ainsi un terrain fertile pour les nouvelles industries développant des produits et services dans cette bande [45]. Actuellement, les applications des ondes millimétriques comprennent les radars automobiles, les scanners corporels, la communication de données sans fil dans les casques de réalité virtuelle [46], l'armée et la défense, l'industrie, la communication par satellite etc...

IV. 3. 3. 2 Capacité de Shannon

En se basant sur les travaux de Shannon, on peut voir clairement qu'il est intéressant d'exploiter un spectre large bande pour répondre aux exigences des futures systèmes de communications. L'équation 7 montre que la capacité ***C*** d'un canal de communication varie linéairement en fonction de sa largeur de bande ***B*** et le rapport de la puissance du signal transmis sur la puissance du bruit à la réception ***SNR***.

$$C = Blog_2[1 + SNR] \quad (7)$$

Nous pouvons constater qu'il existe deux méthodes pour augmenter la valeur d'une capacité dans un système de transmission, soit augmenter sa bande, soit augmenter la puissance émise.

IV. 3. 3. 3 Modèles de propagation

Pour concevoir de manière optimale un système sans fil, il faut avant tout comprendre le canal radio aux fréquences de travail et les domaines d'application afin de mieux exploiter les avantages et de trouver une solution aux inconvénients.

En considérant l'espace libre, l'équation de Friis (8) donne la puissance reçue en fonction de la puissance transmise, des gains d'émission et de réception, et de la distance entre les antennes d'émission et de réception [47].

$$P_{rx} = P_{tx} + G_{tx} + G_{rx} + 20log(\frac{c}{4\pi Rf}) \text{ [dB]} \quad (8)$$

$\boldsymbol{P_{tx}}$ et $\boldsymbol{P_{rx}}$ sont respectivement la puissance transmise et reçue dans l'espace libre,

$\boldsymbol{G_{tx}}$ et $\boldsymbol{G_{rx}}$ sont respectivement des gains d'émetteur et de récepteur,

$\boldsymbol{R}$ représente la distance entre les antennes d'émission et de réception,

$\boldsymbol{C}$ représente la vitesse de la lumière et $\boldsymbol{f}$ la fréquence de travail.

La puissance reçue est inversement proportionnelle à la fréquence $\boldsymbol{f}$, ce qui se traduit par le fait que les plus hautes fréquences présentent une forte atténuation par rapport aux basses fréquences. Ce qui implique que la technologie millimétrique n'est faite que pour les communications à courte distance. Des études comparatives ont été réalisées dans une chambre anéchoïde entre les fréquences 3GHz et 30GHz [10]. Elles montrent que la puissance reçue (Figure 1.6) lorsqu'un réseau d'antennes de taille de 60×60mm^2 est utilisé à la fois aux extrémités émettrice et réceptrice à 30 GHz est supérieure de 20dB à celle d'un boîtier d'antenne patch à 3 GHz de taille identique.

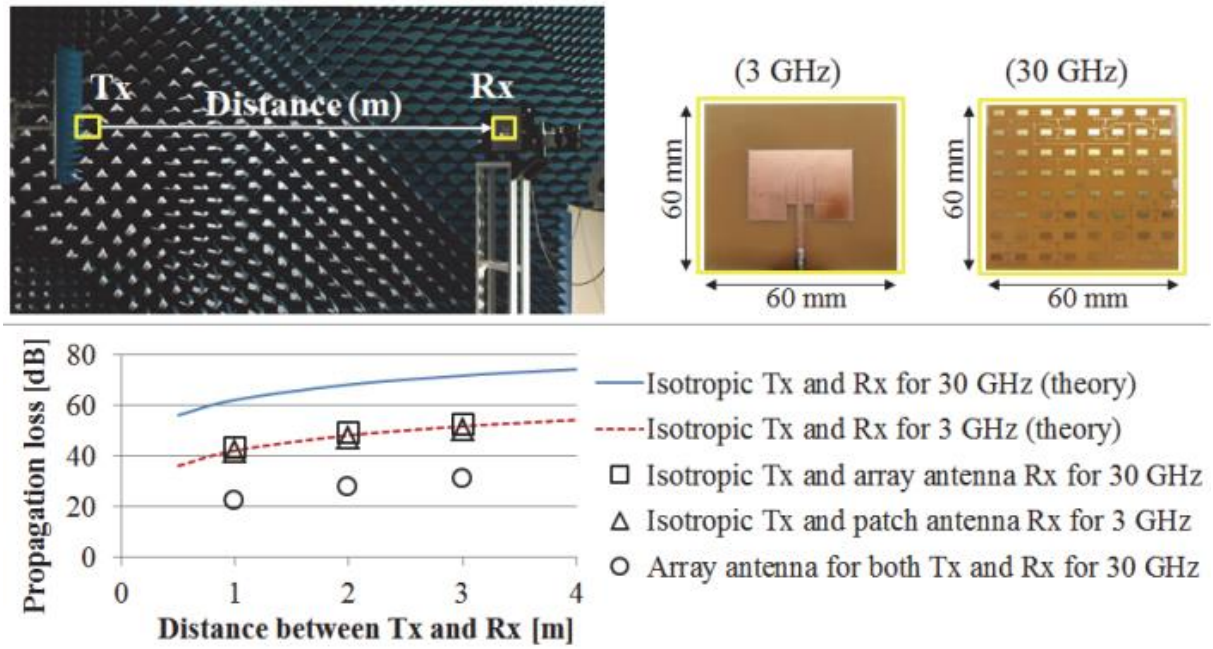


Figure 1. 6: Résultats des mesures de propagation pour une antenne à 3GHz et pour un réseau d'antennes 30GHz [10]

IV. 3. 3. 4 Les principales contraintes dans cette bande de fréquence

L'atténuation causée par certaines conditions atmosphériques constitue une contrainte qui affecte naturellement la qualité de la transmission [34][48]. Cet effet d'affaiblissement sous la forme d'une absorption et/ou d'une diffusion permet d'estimer quelle quantité du signal transmis parvient effectivement à un récepteur et quelle proportion de celui-ci se perd dans l'atmosphère. La perte atmosphérique est généralement définie en termes de perte de décibels (dB) par kilomètre de propagation [48]. En plus de ces effets dus à l'atmosphère, la propagation dans les systèmes de communication sans fil sont atténuées par les effets climatiques telles que la pluie, l'humidité, les chutes de neige et les brouillards. Le Figure 1.7 illustre les pertes dues à l'atténuation atmosphérique dans les bandes de fréquences millimétriques.

Il existe trois différentes fréquences décrites par trois cercles de couleurs différentes en fonction des valeurs d'atténuation [34]:

- Le cercle blanc de la Figure 1.7 illustre les bandes de fréquences qui subissent une faible atténuation. Ces bandes de fréquences comprises entre 26 GHz et 38 GHz sont considérées comme appropriées pour de futures communications 5G.
- Les cercles verts marquent les bandes de fréquences (par exemple, 73 GHz) dont les caractéristiques de propagation en espace libre sont comparables aux fréquences cellulaires modernes.
- Les cercles bleus indiquent les fréquences avec une plus grande atténuation (par exemple, 60 GHz) qui ne conviennent que pour les communications intérieures à courte portée. Il est noté que les affaiblissements dus à la pluie et à l'absorption d'oxygène sont plus importants dans les bandes des 60 et 73 GHz que dans les bandes des 28 et 38 GHz.

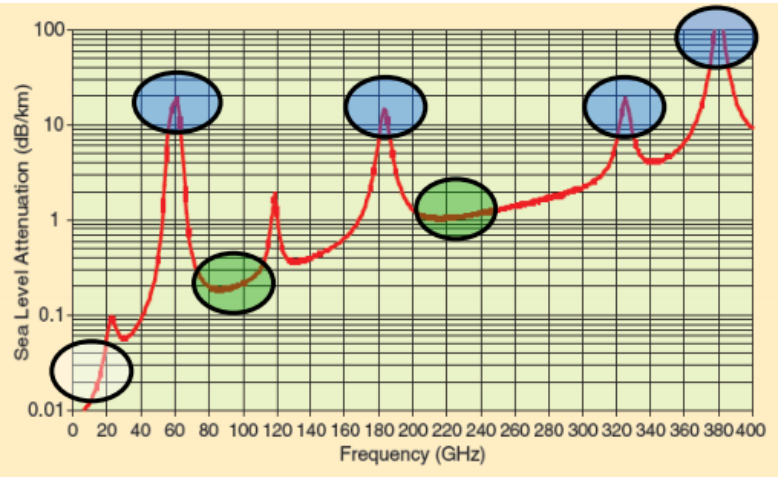


Figure 1. 7: l'atténuation due à l'absorption atmosphérique dans les fréquences millimétriques [34]

V. Conclusion

Actuellement, l'explosion des objets connectés impose au réseau mobile des changements d'architecture afin d'améliorer leurs performances, ce qui de nos jours représente un vrai challenge pour la prochaine génération. Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les limites de la génération des réseaux mobiles actuelle qui ne pourra pas faire face à cette importante demande en termes de capacité. Donc l'arrivée de la 5G devient plus que jamais nécessaire pour répondre aux exigences du futur. Après avoir rappelé les objectifs du standard 5G, ainsi que ses catégories d'usages et ses différentes exigences, nous avons présenté les différentes technologies parfois complémentaires permettant de répondre à certaines de ses exigences. Chacune d'elles présente d'énormes avantages mais aussi des limites. Parmi ces technologies, nous avons cité la Massive MIMO qui permettra d'avoir une bonne efficacité spectrale, énergétique…, le Full duplex qui aidera à doubler la capacité du canal par rapport à la technologie Half duplex de la 4G et les Small cells combinées aux ondes millimétriques pour avoir une large bande passante. Ces Small-Cells sont incontournables dans la réduction énergétique et également pour l'amélioration de la latence. Mais ces Small-Cells nécessitent l'utilisation d'antennes intelligentes c'est-à-dire dont les diagrammes sont directifs et reconfigurables sur demande de l'utilisateur. Ainsi, dans le chapitre suivant, nous présenterons les processus de commutations des faisceaux directifs. Il s'agira d'étudier les architectures des réseaux d'antennes et leurs techniques de reconfiguration du diagramme rayonnement dans le contexte de la 5G.

VI. Références

[1] D. Evans, “The Internet of Things How the Next Evolution of the Internet The Internet of Things How the Next Evolution of the Internet Is Changing Everything,” *White Pap.*, 2011.

[2] M. Jaber *et al.*, “5G Backhaul Challenges and Emerging Research Directions : A Survey,” vol. 4, pp. 1743–1766, 2016.

[3] International Telecommunications Union Radiocommunication Sector (ITU-R), “Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond,” 2015.

[4] E. C. Strinati and T. Choi, “The first 5G system PoC in conjunction with the PyeongChang winter Olympics,” 2018.

[5] Christophe Lagane, “L’UIT dévoile IMT-2020, le petit nom normatif de la 5G.” [Online]. Available: https://www.silicon.fr.

[6] P. P. Fellow, K. F. Trillingsgaard, and S. Member, “5G Wireless Network Slicing for eMBB , URLLC , and mMTC : A Communication-Theoretic View,” *ArXiv e-prints*, 2016.

[7] Ericsson, “5G systems: 5G for humans and machines: use cases and requirements,” *White Pap.*, vol. 284, no. rev B, pp. 3–5, 2017.

[8] D. Number, P. Name, and T. I. Society, “Scenarios , requirements and KPIs for 5G mobile and wireless system Scenarios , requirements and KPIs for 5G mobile and wireless system,” 2013.

[9] NGMN 5G Alliance, “5G White Paper,” *Deliverable*, 2015.

[10] 5G white paper, “5G Vision , Requirements , and Enabling Technologies,” *Deliverable*, vol. 2.0, pp. 10–14, 2016.

[11] J. G. Andrews *et al.*, “What Will 5G Be ?,” vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, 2014.

[12] E. G. Larsson, “Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, 2014.

[13] D. Lee *et al.*, “Coordinated Multipoint Transmission and Reception in LTE-Advanced : Deployment Scenarios and Operational Challenges,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 12, pp. 148–55, 2012.

[14] C. Wen, W. Shih, and S. Jin, “Deep Learning for Massive MIMO CSI Feedback,” *IEEE Wirel. Commun. Lett*, vol. 7, no. 5, pp. 748–75, 2018.

[15] J. M. and K. Thomas, “What Is Massive MIMO Technology?” [Online]. Available: https://5g.co.uk/guides/what-is-massive-mimo-technology/.

[16] F. Rusek, P. Daniel, B. K. Lau, and E. G. Larsson, “Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 30, no. 1, IEEE, pp. 40–60, 2012.

[17] H. Q. Ngo, S. Member, E. G. Larsson, S. Member, and T. L. Marzetta, "Energy and Spectral Efficiency of Very Large Multiuser MIMO Systems," *IEEE Trans. Commun*, vol. 61, no. 4, pp. 1436–1449, 2013.

[18] R. Janaswamy, "Effect of element mutual coupling on the capacity of fixed length linear arrays," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 1, pp. 157–160, 2002.

[19] M. Duarte and A. Sabharwal, "Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: Feasibility and first results," *Conf. Rec. - Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, pp. 1558–1562, 2010.

[20] M. Jain *et al.*, "Practical, real-time, full duplex wireless," *Proc. 17th Annu. Int. Conf. Mob. Comput. Netw. - MobiCom '11*, p. 301, 2011.

[21] P. W. C. Chan *et al.*, "The Evolution Path of 4G Networks : FDD or TDD ?," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 44, no. 12, pp. 42–50, 2006.

[22] S. Hong *et al.*, "Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 114–121, 2014.

[23] Https://compeng.columbia.edu/biggest-component-full-duplex-wi-fi-radio-antenna, .

[24] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 9, pp. 1637–1652, 2014.

[25] D. Kim, H. Lee, and D. Hong, "A Survey of In-Band Full-Duplex Transmission: From the Perspective of PHY and MAC Layers," *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2017–2046, 2015.

[26] B. Debaillie *et al.*, "In-band full-duplex transceiver technology for 5G mobile networks," *Eur. Solid-State Circuits Conf.*, vol. 2015–Octob, pp. 84–87, 2015.

[27] D. Bharadia, E. McMilin, and S. Katti, "Full duplex radios," *Proc. ACM SIGCOMM 2013 Conf. SIGCOMM - SIGCOMM '13*, p. 375, 2013.

[28] A. Mohammad, X. Zhang, and A. Arbor, "The Case for Antenna Cancellation for Scalable Full-Duplex Wireless Communications," *Hotnets*, pp. 0–5, 2011.

[29] M. E. Knox, "Single antenna full duplex communications using a common carrier," *2012 IEEE 13th Annu. Wirel. Microw. Technol. Conf. WAMICON 2012*, 2012.

[30] D. W. Bliss, P. a. Parker, and a. R. Margetts, "Simultaneous Transmission and Reception for Improvedwireless Network Performance," *2007 IEEE/SP 14th Work. Stat. Signal Process.*, pp. 478–482, 2007.

[31] D. Bharadia and S. Katti, "Full duplex MIMO radios," *Proc. 11th USENIX Syposium Networked Syst. Des. Implement.*, pp. 359–372, 2014.

[32] M. G. Sarret, G. Berardinelli, N. H. Mahmood, B. Soret, and P. Mogensen, "Can full duplex reduce the discovery time in D2D communication?," *Proc. Int. Symp. Wirel. Commun. Syst.*, vol. 2016–Octob, pp. 27–31, 2016.

[33] Docomo, "DOCOMO 5G White Paper Requirements , Concept and Technologies," 2014.

[34] T. S. Rappaport *et al.*, “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular : It Will Work !,” *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.

[35] http://www.efort.com/, “Telecommunications Network and Service Architectures Principles , Concepts and Architectures 2 Global System for Mobile Communications (GSM),” 2010.

[36] D. López-Pérez, I. Güvenç, G. De La Roche, M. Kountouris, T. Q. S. Quek, and J. Zhang, “Enhanced intercell interference coordination challenges in heterogeneous networks,” *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 18, no. 3, pp. 22–30, 2011.

[37] T. Lte and G. P. P. Release, “LTE Technology Introduction White Paper,” 2009. .

[38] X. Ge, S. Tu, G. Mao, C. X. Wang, and T. Han, “5G Ultra-Dense Cellular Networks,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 23, no. 1, pp. 72–79, 2016.

[39] H. Zhang, Y. Dong, and S. Member, “Fronthauling for 5G LTE-U Ultra Dense Cloud Small Cell Networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 23, no. 6, pp. 48–53, 2016.

[40] R. Baldemair *et al.*, “Ultra-dense networks in millimeter-wave frequencies,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 1, pp. 202–208, 2015.

[41] R. Misra and S. Katti, “QuickC : Practical sub-millisecond transport for small cells,” *Proc. 22nd Annu. Int. Conf. Mob. Comput. Netw.*, pp. 109–121, 2016.

[42] P. Gahan, K. Mumford, D. Standeford, M. Sims, C. Viola, and J. Watson, “The 4G and 5G Spectrum Guide 2017,” *The Mobile Spectrum Handbook*, pp. 13–55, 2017.

[43] International Telecommunications Union-T K-series Recommendations, “5G technology and human exposure to RF EMF,” 2017.

[44] J. C. Wiltse, “History of millimeter and submillimeter waves,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. MTT-32, no. 9, pp. 1118–1127, 1984.

[45] P. Adhikari, “Understanding Millimeter Wave Wireless Communication,” *Loea Corp.*, 2008.

[46] M. S. Elbamby, C. Perfecto, M. Bennis, and K. Doppler, “Edge Computing Meets Millimeter-wave Enabled VR : Paving the Way to Cutting the Cord,” *Proc. IEEE WCNC*, pp. 3–8, 2018.

[47] J. M. Bryant and M. Newman, “Simple Transmission Formula *,” *Proc. I.R.E. Waves Electrons*, vol. 34, no. 5, pp. 254–256, 1946.

[48] International Telecommunications Union Radiocommunication P.676-3, “Line-by-line calculation of gaseous attenuation Specific attenuation,” 1997.

Chapitre 2 : Etat de l'art sur les réseaux d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

Chapitre 2 : Etat de l'art sur les réseaux d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

I. Introduction

Comme nous l'avons indiqué dans le chapitre précèdent les Small-Cells sont incontournables dans la réduction énergétique et également pour l'amélioration de la latence. Ces cellules devront être constituées d'un réseau d'antennes. En effet, L'augmentation du nombre d'éléments rayonnants permettra d'avoir un gain plus élevé qui se fera au détriment de l'ouverture angulaire du faisceau. De ce fait les Small cells doivent être capables de reconfigurer le diagramme de rayonnement (dépointage de faisceau, faisceau formé). Cette capacité de changer le faisceau va permettre aux Small cells de se doter d'une intelligence qui permet une augmentation, de l'efficacité énergétique par suppression du rayonnement aveugle des antennes, de l'efficacité spectrale par la limitation et l'atténuation d'interférences, et de la couverture par la flexibilité du faisceau. De plus, un niveau de sécurité élevé est maintenu par l'élimination des effets de brouillage [1][2].

Ce chapitre vise à présenter une revue de la littérature des réseaux d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement. Dans un premier temps, les différents types de réseaux d'antennes seront étudiés avec une présentation de leurs géométries accompagnées des détails théoriques. Nous étudierons dans un second temps l'ensemble des techniques de dépointage de faisceau trouvées dans la littérature. Seront ensuite détaillés dans la dernière partie les avantages et inconvénients de chacune de ces techniques.

II. Etudes théoriques des réseaux d'antennes

Dans sa structure de base, un réseau d'antennes est l'association d'un ensemble d'éléments rayonnants disposés selon une géométrie particulière, dans une même bande de fréquence. Généralement, les antennes élémentaires sont alimentées avec la même pondération en amplitude et en phase avec une distance inter-éléments constante[3]. L'objectif principal d'un réseau d'antennes est de produire un faisceau très directif. On peut ainsi multiplier par un facteur N le nombre d'éléments rayonnants afin d'augmenter le gain, et donc la portée du signal et les débits d'information. Cette augmentation de puissance produite grâce aux réseaux d'antennes occupe une place très importante dans beaucoup de domaines d'applications comme les communications par satellites, les radars etc [3][4]. Concernant, les Small Cells pour le

standard 5G, l'utilisation des réseaux d'antennes est largement appréciée comme solution pour éliminer les évanouissements et augmenter la portée dans les systèmes de communications mobiles à bandes millimétriques[5].

Dans la littérature, il existe différents types de réseaux d'antennes uniformes c'est à dire des réseaux dont les coefficients de pondération entre l'excitation en amplitude et / ou en phase sont identiques à tous les éléments élémentaires du réseau [6].

II.1. Réseaux linéaires d'antennes

II.1.1. Architecture d'un réseau linéaire d'antennes

La structure d'un réseau linéaire uniforme est considérée comme la structure la plus simple. Ce réseau comporte un certain nombre d'éléments rayonnants, également orientés et équidistants d'un pas de réseau *d* le long d'une ligne droite. La Figure 2.1 montre la géométrie d'un réseau linéaire d'antennes [7]. Chaque élément est considéré comme une source de courant électrique ou magnétique, ce qui donne lieu à un champ rayonné.

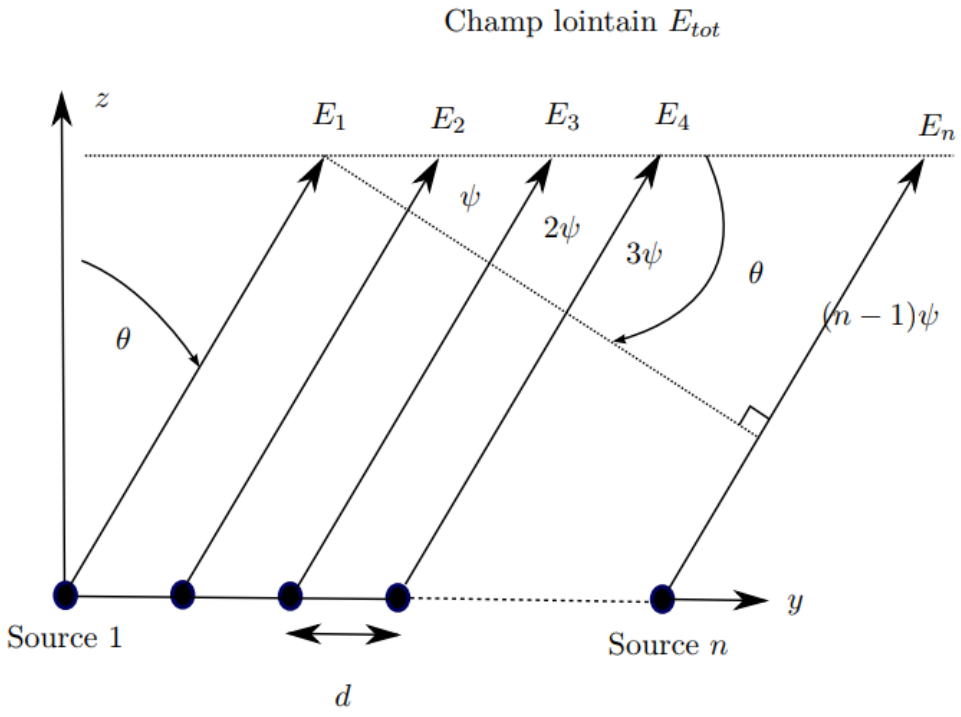


Figure 2. 1 : Architecture d'un réseau linéaire d'antennes

II.1.2. Analyse théorique

Le champ rayonné par un élément en un point n devient[6][8].

$$\vec{E}_n(r,\theta,\phi) = C_n \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} e^{j\psi_n} fn(\theta,\phi) \qquad (1)$$

Avec θ, ϕ : les coordonnées sphériques

k : le nombre d'onde $2\pi / \lambda$

C_n : l'amplitude d'excitation de la source n ;

ψ_n: phase de la source n ;

r_n : la distance du point d'observation par rapport à la source ;

$f_n(\theta,\phi)$: fonction caractéristique du diagramme rayonnement de la source n.

Alors, pour ce type de réseau le champ total rayonné par un ensemble de sources est donné par [6]:

$$E(\theta,\phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^{N} f_n(\theta,\phi) C_n e^{j(n-1)(kdsin\theta sin\phi + \psi_0)} \qquad (2)$$

Suivant la formule du champ total, nous pouvons déduire le facteur réseau (Array Factor, AF). Le facteur de réseau dépend du nombre d'éléments, de l'espacement des éléments, de son coefficient de pondération en amplitude et en phase du signal appliqué à chaque élément et qui peut se mettre sous la forme :

$$AF = \sum_{n=1}^{N} C_n e^{j(n-1)(kdsin\theta sin\phi + \psi_0)} \qquad (3)$$

Si nous considérons le cas d'un réseau phasé, le réseau à loi d'amplitude uniforme ($C_0 = C_1 = C_2 = C_3 \ldots = C_N$) et en utilisant la série géométrique dont la somme vaut :

$$\sum_{n=z}^{N} z^{n-1} = \frac{1-z^N}{1-z} \qquad (4)$$

Dans le plan XY, $\phi = \pi/2$, alors le facteur réseau devient :

$$|AF| = C_0 \frac{sin\left(\frac{N\Gamma}{2}\right)}{sin\left(\frac{\Gamma}{2}\right)} \qquad (5)$$

$$\Gamma = k\,\mathrm{d}\sin\theta + \psi_0$$

Avec

$$AF_{\max} = N \times C_0$$

II.2. Réseaux planaires d'antennes

II.2.1. Architecture d'un réseau planaire d'antennes

Dans ce type de réseau d'antennes, les sources ont été disposées dans une configuration géométrique bidimensionnelle. La Figure 2.2 illustre l'architecture d'un réseau planaire composé de N×M éléments rayonnants dont les M éléments forment un réseau linéaire uniforme dans l'axe x et les N autres éléments rayonnants dans l'axe y [8].

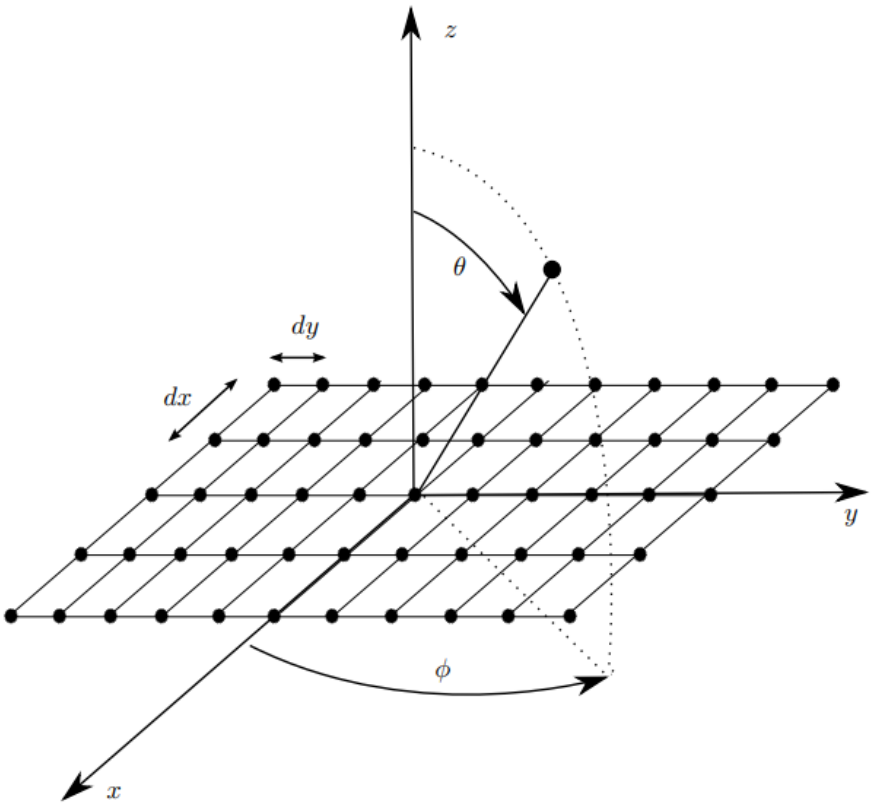


Figure 2. 2 : Structure d'un réseau planaire d'antennes

II.2.2. Analyses théoriques

Comme dans le cas d'un réseau linéaire, le champ électrique total d'un réseau d'antennes bidimensionnel peut également être calculé en sommant l'ensemble des champs électriques de tous les éléments du réseau.

Dans ce cas, le champ total devient [6][8] :

$$E = \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\mathrm{k}r}}{r} \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} \mathrm{C_{mn}} e^{j\left((m-1)\mathrm{k}\,d_x u + (n-1)\mathrm{k}\,d_y v + \psi_{mn}\right)} f_{mn}(\theta, \phi) \quad (6)$$

L'amplitude d'excitation $\mathrm{C_{mn}}$ du réseau est égale au produit des amplitudes d'excitation des réseaux linaires $\mathrm{A_m}$ (resp. $\mathrm{B_n}$) dans les directions x (resp. y) et devient :

$$C_{mn} = A_m \times B_n \quad (7)$$

Avec dx (resp. dy) pas du réseau linéaire dans l'axe x (resp. axe y)

$$\begin{cases} u = \sin\theta\cos\phi \\ v = \sin\theta\sin\phi \end{cases} \quad (8)$$

En découplant les deux axes et simplifiant l'amplitude d'excitation $\boldsymbol{A_m = B_n = 1}$, le facteur de réseau planaire devient le produit des deux facteurs réseau linéaire dans les dimensions x et y :

$$AF = \left(\sum_{m=1}^{M} e^{j\left((m-1)\mathrm{k}\,d_x \sin\theta\cos\phi + \psi_x\right)}\right)\left(\sum_{n=1}^{N} e^{j\left((n-1)\mathrm{k}\,d_y \sin\theta\sin\phi + \psi_y\right)}\right) \quad (9)$$

Avec $$AF = \left(\frac{\sin\left(\frac{M\Gamma_x}{2}\right)}{\sin(\Gamma_x)}\right)\left(\frac{\sin\left(\frac{M\Gamma_y}{2}\right)}{\sin(\Gamma_y)}\right)$$

$$\begin{cases} \Gamma_{\mathrm{x}} = \mathrm{k}\,d_x \sin\theta\cos\phi + \psi_x \\ \Gamma_{\mathrm{y}} = \mathrm{k}\,d_y \sin\theta\sin\phi + \psi_y \end{cases}$$

Alors le facteur maximal d'un réseau d'antennes bidimensionnel devient :

$$AF = M \times N$$

II.3. Modèle d'un réseau circulaire d'antennes

II.3.1. Architecture d'un réseau circulaire d'antennes

Pour ce type de réseaux d'antennes, les éléments élémentaires sont placés autour d'un cercle de rayon a. La Figure 2.3 présente la géométrie d'un réseau d'antennes circulaire [6].

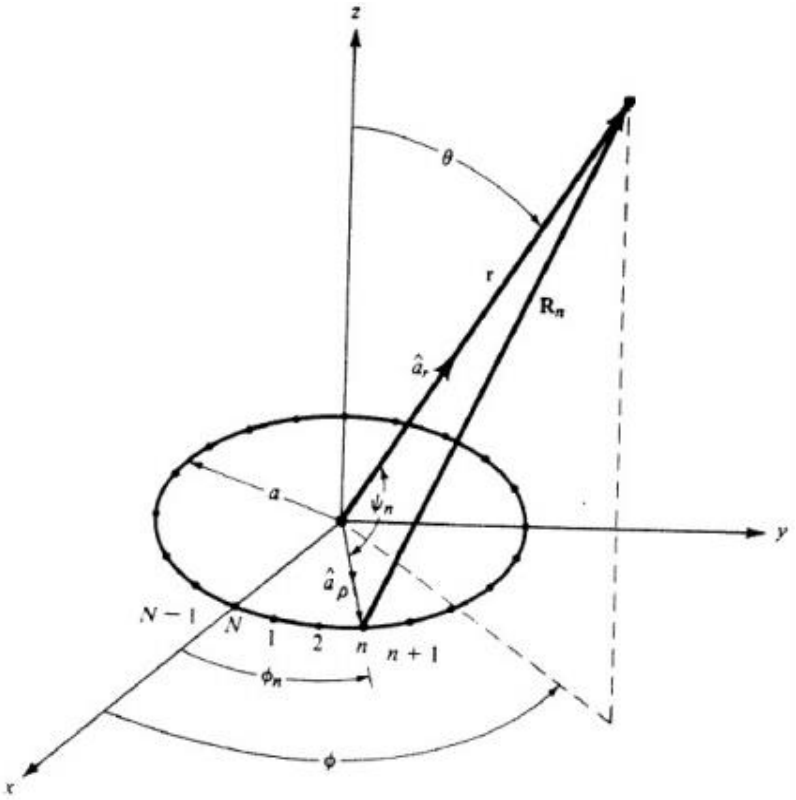


Figure 2. 3 : Structure d'un réseau circulaire d'antennes

II.3.2. Analyse théorique

Le champ électrique total d'un réseau circulaire composé de N éléments rayonnants devient [6][8]:

$$E_n(r,\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} \mathrm{C_n} \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kR_n}}{R_n} e^{j\psi_n} \qquad (10)$$

Avec

$$R_n^2 = r^2 + a^2 - 2ar\cos\psi_n$$

Et en considérant $r >> a$; on aura $R_n \approx r - \mathrm{a}\cos\psi_n$

$$R_n = r - a\left(\hat{\alpha}_p \cdot \hat{\alpha}_r\right) = r - a\sin\theta\cos(\phi - \phi_{\mathrm{n}}) \quad (11)$$

$\mathrm{C_n}$ et ψ_n *:* les coefficients de pondérations en amplitude et phase de la n-iéme élément

R_n : la distance entre le n-iéme élément et le point d'observation

$\phi_{\mathrm{n}} = 2\pi\left(\frac{n}{N}\right)$ La position angulaire du n-iéme élément dans le plan x-y

Le champ total peut s'écrire :

$$E = \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kr}}{r}\sum_{n=1}^{N}\ \mathrm{C_n}\ e^{j(\mathrm{ka}\sin\theta\cos(\phi-\phi_{\mathrm{n}})+\psi_n)} \quad (12)$$

Le facteur du réseau circulaire devient alors :

$$AF = \sum_{n=1}^{N}\ \mathrm{C_n}\ e^{j(\mathrm{ka}\sin\theta\cos(\phi-\phi_{\mathrm{n}})+\psi_n)} \quad (13)$$

Le facteur devient maximum lorsque l'exposant de la fonction exponentielle est nul dans la direction (θ_0, ϕ_0) :

$$\psi_n = -\,\mathrm{ka}\sin\theta_0\cos\left(\phi_0 - \phi_{\mathrm{n}}\right)$$

Dans ce cas, le facteur réseau circulaire devient :

$$AF\ (\theta,\phi\ ) = \sum_{n=1}^{N}\ \mathrm{C_n}\ e^{j\mathrm{ka}(\sin\theta\cos(\phi-\phi_{\mathrm{n}})-\sin\theta_0\cos(\phi_0-\phi_{\mathrm{n}}))} \quad (14)$$

Par simplification

$$AF = \sum_{n=1}^{N}\ \mathrm{C_n}\ e^{j\mathrm{ka}(\cos\Phi_n-\cos\Phi_0)} \quad (15)$$

Avec

$$\begin{cases} \Phi_n = arc\cos[\sin\theta\cos(\phi-\phi_{\mathrm{n}})] \\ \Phi_0 = arc\cos[\sin\theta_0\cos(\phi_0-\phi_{\mathrm{n}})] \end{cases} \quad (16)$$

Ces réseaux d'antennes offrent la possibilité d'augmenter le gain par rapport à une antenne élémentaire. Dans ce cas, le champ électrique de l'ensemble des éléments rayonnants devrait s'ajouter de manière constructive sinon l'effet contraire (destructif) peut se produire c'est-à-dire un réseau dont le gain est inférieur à celui d'un élément rayonnant[6]. Ceci ne peut être obtenu qu'en contrôlant les coefficients d'excitation en amplitude et en phase de chaque élément rayonnant et également l'espacement inter-éléments. Le rapprochement des éléments peut induire l'apparition d'effets de couplage entrainant une réduction du gain total. L'éloignement peut conduire à des lobes secondaires très importants.

Ainsi, les réseaux d'antennes devraient permettre d'avoir des communications directionnelles où l'essentiel de la puissance transmise est dirigée uniquement dans une seule direction bien précise.

L'augmentation du nombre d'éléments rayonnants dans un réseau entrainera aussi une augmentation du niveau de directivité du faisceau ce qui est inversement proportionnel à l'angle d'ouverture. De ce fait, pour l'utilisation des Small cells dans les bandes millimétriques les réseaux d'antennes représenteront l'un des principaux avantages sur la couche physique dans le but de satisfaire les exigences de la 5G en termes de débit, d'efficacité spectrale et énergique mais avec une faible couverture dans une zone spécifique.

Cette contrainte des réseaux d'antennes a conduit à des techniques adaptées d'où l'objectif serait de changer simultanément la polarisation et la direction du diagramme de rayonnement aux besoins des utilisateurs.

Dans les paragraphes suivants, nous allons décrire les différentes techniques existantes dans la littérature et permettant de reconfigurer le diagramme de rayonnement (formation du faisceau et dépointage du faisceau) afin d'avoir des réseaux d'antennes intelligentes.

III. Reconfiguration des diagrammes d'un réseau d'antennes

Dans les communications mobiles, on distingue trois grandes catégories de systèmes d'antennes avec des faisceaux différents (Figure 2.4) suivant le matériel et les logiciels utilisés à savoir les antennes omnidirectionnelles (Figure 2.4.a), les antennes directionnelles (Figure 2.4.b) et les systèmes directionnels intelligents (Figure 2.4.c). Les antennes directionnelles ont généralement des faisceaux très étroits et focalisés. Par conséquent, elles ont une portée bien meilleure et en plus elles permettent de réduire l'interférence avec d'autres utilisateurs,

d'améliorer le flux de transmission, d'éviter les phénomènes d'évanouissement et d'assurer une meilleure efficacité énergétique dans la transmission du signal [9].

La réduction énergétique et l'augmentation de la couverture occupent des places privilégiées dans les attentes de la 5G et pour ce faire les antennes directionnelles doivent être dotées d'une intelligence dans la transmission du signal au niveau de la réception comme au niveau de l'émission. Ce filtrage spatial est appelé la reconfiguration du diagramme de rayonnement.

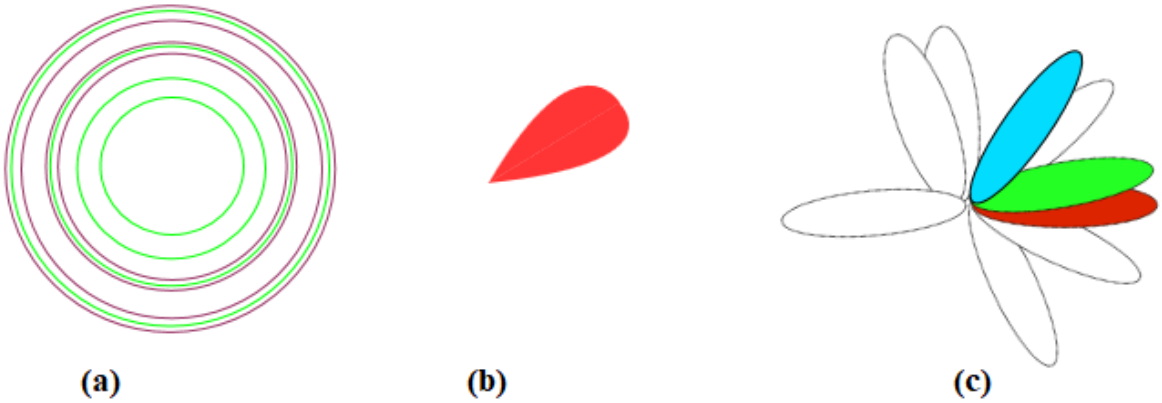


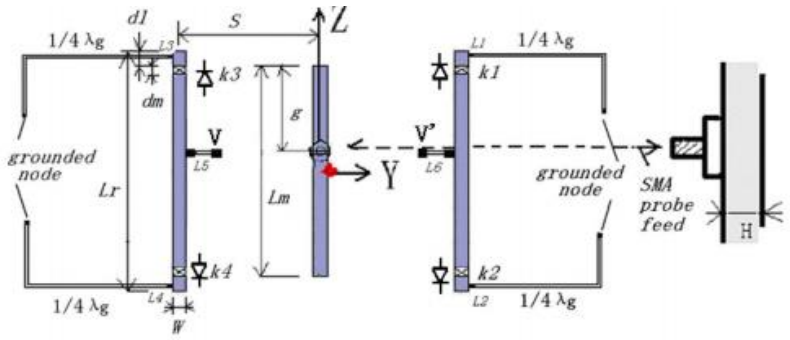
Figure 2. 4 : les trois différents types de rayonnement d'une antenne : (a) omnidirectionnelle, (b) directive, (c) multifaisceaux

Ce dernier est défini comme étant le processus de balayage angulaire du faisceau afin de privilégier ou non certaines directions de rayonnement de l'antenne. Ce qui permet une réduction des interférences dues au bruit dans les systèmes de communications mobiles causées par les autres utilisateurs non prévus. De plus, il offre la possibilité d'avoir plusieurs faisceaux directifs simultanément dans le cas où il y a plusieurs utilisateurs dans la zone de couverture afin d'augmenter le débit de données et la diversité spatiale pour obtenir une robustesse au blocage dans les bandes de fréquences millimétriques[10][11].

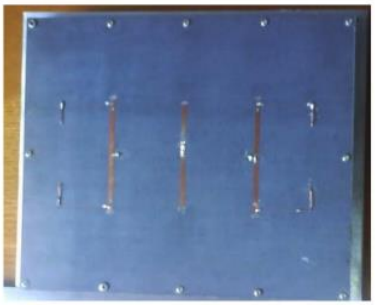
Pour ce faire, il existe différentes techniques qui permettent de contrôler la distribution du courant surfacique dans l'antenne afin de changer la direction du faisceau de l'antenne. Les exemples qui suivent donnent un aperçu des méthodes utilisées pour obtenir un dépointage en diagramme de rayonnement dans les réseaux d'antennes.

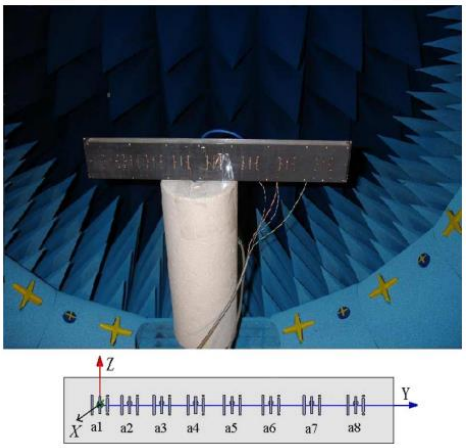
III.1. Dépointage par des dispositifs électroniques (ex : Diodes PIN)

Un exemple d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement à diodes PIN exploitant la commutation de la distribution du courant surfacique est présenté Figure 2.5 [12]. L'objectif est de placer des éléments parasites autour de l'élément rayonnant principal dont la densité du courant surfacique est contrôlable via la commutation des composants électroniques. La structure proposée est constituée d'un élément seul rayonnant alimenté par une sonde coaxiale, entouré par deux éléments parasites imprimés sur le même substrat et par effet de couplage ces derniers jouent le rôle de directeur ou de réflecteur selon l'état de la diode PIN. L'ensemble du système (Fig. 2.5.a et 2.5.b) permet d'avoir trois configurations différentes. La configuration 1 appelé mode B est obtenue quand une tension de -3V est appliquée aux points V et V' où tous les quatre switches k1, k2, k3, et k4 sont ouverts. Le comportement du diagramme de rayonnement de l'antenne reste similaire à celui d'une antenne patch classique. La configuration 2 correspondant au mode R est obtenue lorsqu'une tension 3V (resp. -3V) est appliqué au point V (resp. V') où les deux switches k1 et k2 sont ouverts et les deux autres switches restent fermer. Le diagramme de rayonnement pointe dans la direction des y positifs. La dernière configuration 3 (mode L) est active quand une tension -3V est appliqué au point V et une tension 3V au point V' dans ce cas les switches k1 et k2 sont fermés alors que k3 et k4 restent ouvert. Dans cette configuration, le faisceau pointe dans la direction des y négatifs. Dans le but d'augmenter le gain les auteurs ont fait un réseau d'antennes à 8 éléments comme illustré Figure 2.5.c. Avec ces configurations, cette structure a permis d'avoir une couverture de -60 à 60° dans un plan unidimensionnel illustré par les Figures 2.6. Le gain maximum obtenu est 12,9dB à la fréquence de fonctionnement de 5,8GHz. Cette structure n'offre une couverture de 120° que dans un seul plan (*xoy).*



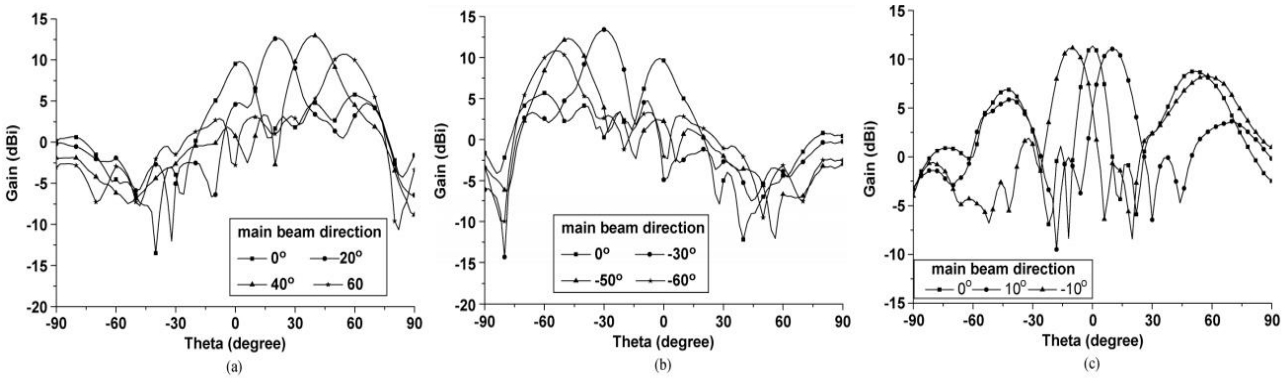
(a)





(b) **(c)**

Figure 2. 5: Exemple d'un réseau d'antennes reconfigurable par commutation d'éléments parasites : (a) et (b) l'antenne élémentaire et (c) le réseau d'antennes dans le banc de mesure



(a) **(b)** **(c)**

Figure 2. 6: Résultats des diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes configuré en mode : (a) R, (b) L, (c) B

Un autre système de balayage électronique est l'intégration de switchs afin de piloter le faisceau dans la direction souhaitée[13][14]. Dans [14], les auteurs présentent un réseau d'antennes à quatre éléments rayonnants alimenté par un diviseur de puissance 1 vers 4 (Figure 2.7.a). Les douze diodes pin (vertes ou blanches) permettent d'interconnecter le système avec le réseau d'alimentation monté en cascade par trois diviseurs de Wilkinson 1 vers 2 et surtout d'assurer la différence de phase d'excitation entre les quatre patchs du réseau d'antennes. Ces derniers ont été positionnés avec une rotation de 90° entre eux. Cette structure permet d'obtenir de la diversité de polarisation et de rayonnement à partir de deux modes de configuration selon l'état des diodes pin. La première configuration est obtenue quand tous les diodes pin vertes sont actives et les blanches sont désactivées. Dans ce cas, les quatre patchs sont excités avec une même amplitude et phase. Inversement, la deuxième configuration de l'antenne est obtenue lorsque les diodes pin vertes sont en circuits ouverts et les diodes pin en blanches court-circuitées. Dans ce cas, les patchs seront excités avec une différence de phase de 90° entre eux. Les Figures 2.7.c illustrent les mesures des diagrammes de rayonnement dans les deux plans E et H pour chacune de ces configurations de ce réseau d'antennes. Un gain mesuré de 2,3dBi (resp. 8,7dBi) a été obtenu pour la première (resp. deuxième) configuration de l'antenne.

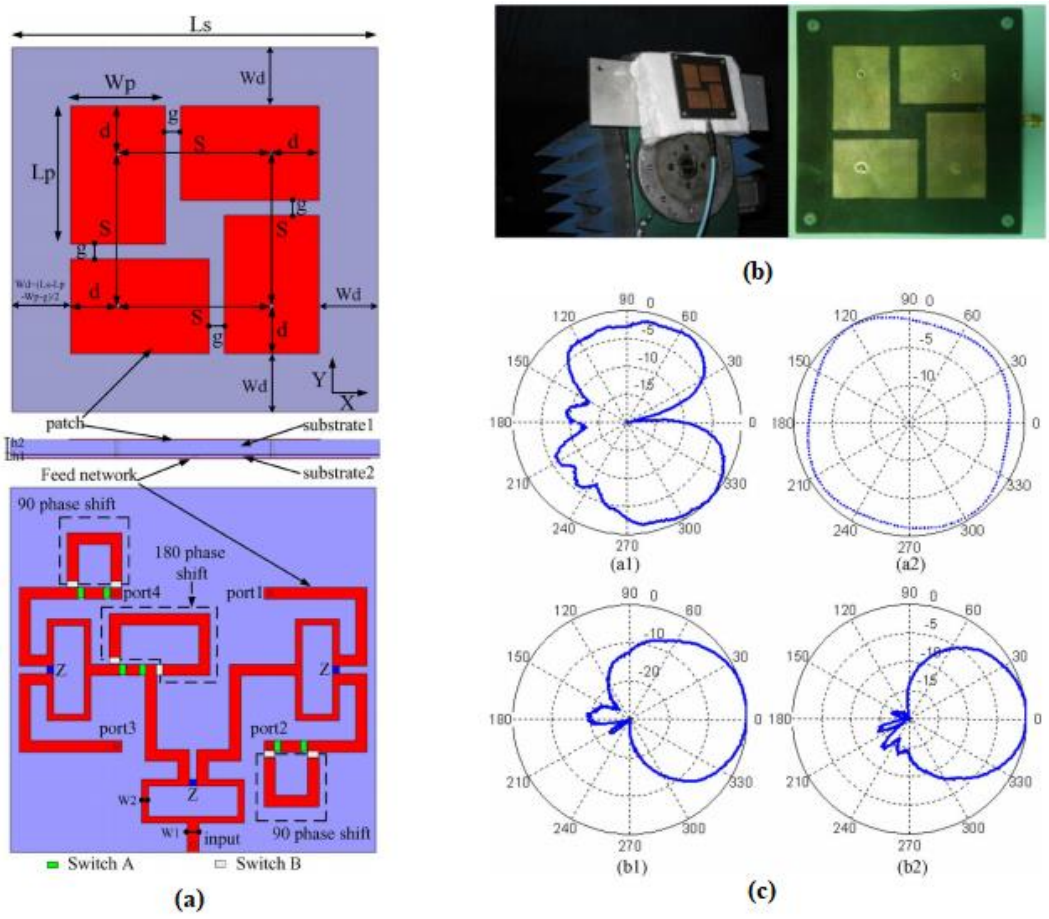
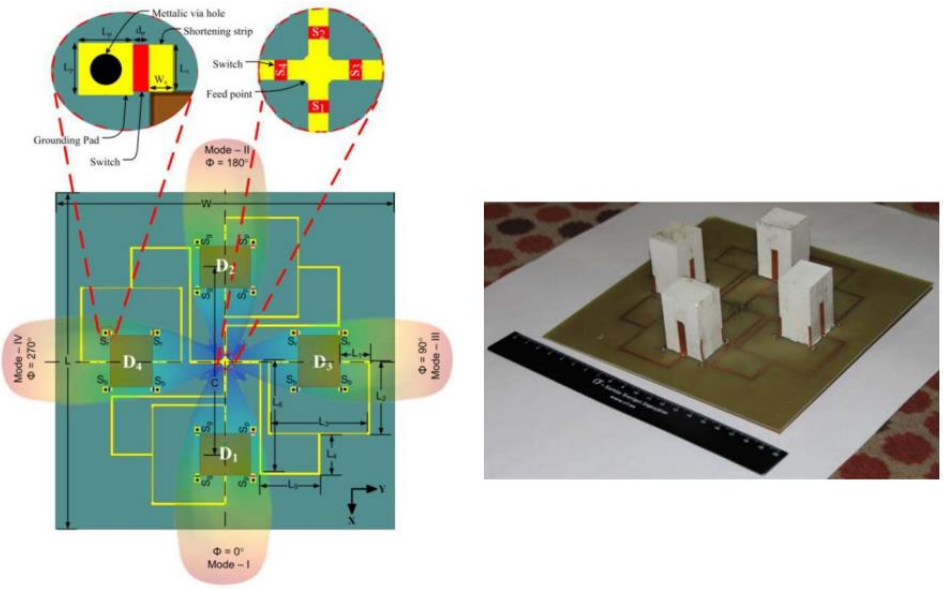


Figure 2. 7: Réseau d'antennes reconfigurable : (a) architecture, (b) prototype, (c) diagrammes de rayonnement mesurés dans les deux plans E et H

III.2. Dépointage par réseau d'alimentation commutable

Un exemple d'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement utilisant le réseau d'alimentation afin de changer la direction de la distribution du courant surfacique est proposé dans[15]. L'antenne proposée est composée de quatre résonateurs diélectriques (D1, D2, D3, D4) de permittivité relative εr=10 et chacun de dimensions 27×22,5×41mm^3. Un élément rayonnant est imprimé sur chaque face latérale des résonateurs diélectriques comme le montre la Figure 2.8.a. Un réseau d'alimentation 1 vers 4 commutable à l'aide des switches (S1, S2, S3, S4) a été utilisé afin de reconfigurer le diagramme de rayonnement. Le prototype présenté permet d'obtenir quatre diagrammes de rayonnement pour le plan azimutal dans les directions phi=0 °,90°,180°et 270°. Un gain maximum de gain de 5dBi est obtenu pour chaque mode de configuration avec une ouverture de 34° à la fréquence 2.05GHz.



(a) **(b)**

Figure 2. 8: Exemple d'un réseau d'antennes reconfigurable par commutation d'un réseau d'alimentation : (a) architecture et (b) prototype

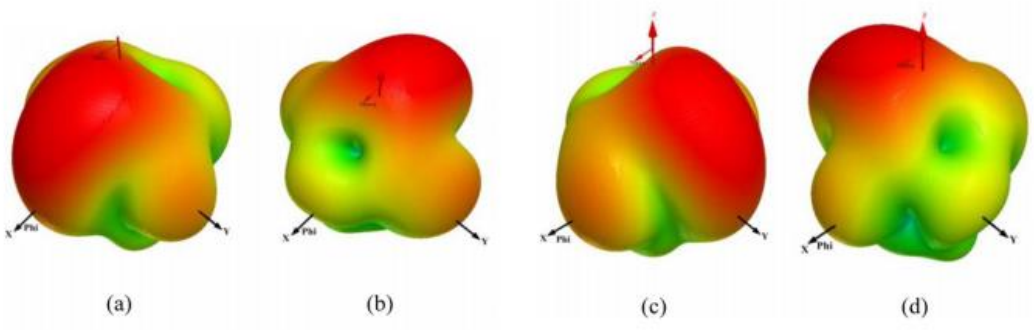
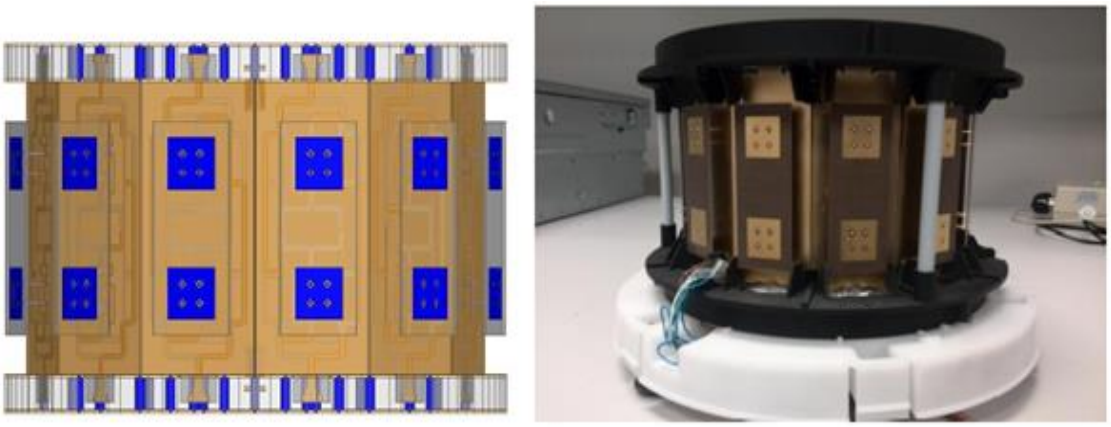


Figure 2. 9: Diagrammes de rayonnement 3D des différents états de configuration simulés à la fréquence de 2GHz

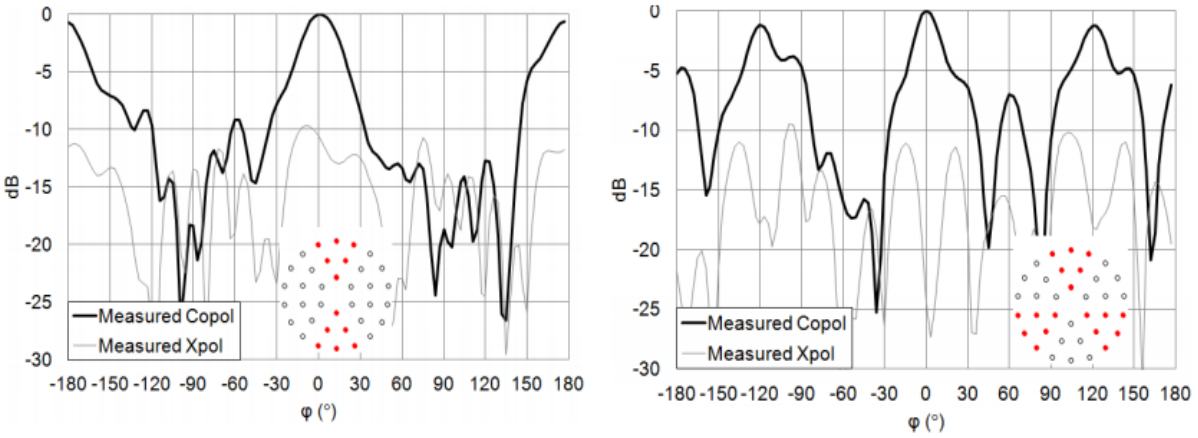
La solution proposée dans [16] présente un réseau d'antennes en forme de cylindre composé de 12 sous réseaux à deux éléments rayonnants comme illustré sur la Figure 2.10. Chacun de ces sous-réseaux offre la double polarisation avec la technique d'alimentation des guides d'ondes. En utilisant la technique des réseaux d'alimentation commutables, ce prototype de réseau d'antennes avec 18 ports d'excitation et 38 diodes offre aux auteurs la possibilité d'avoir 218 configurations différentes. Des multifaisceaux ont été obtenus dans le plan azimutal avec un gain maximum de 12dBi dans la bande WIFI 5,5GHz. L'inconvénient d'une

telle structure est qu'elle produit des creux avec de très faible niveau de gain c'est à dire l'antenne n'est pas performante dans tout le plan. Entre deux sous-réseaux d'antennes la couverture n'est pas assurée (Figure 2.11).



(a) (b)

Figure 2. 10 : Structure du réseau d'antennes : (a) Architecture et (b) photo du prototype



(a) **(b)**

Figure 2. 11 : Diagrammes de rayonnement mesurés à la fréquence de 5,5GHz : (a) configurations à deux faisceaux (b) configurations à trois faisceaux

III.3. Dépointage par réseau d'antennes réflecteur

Les premiers travaux dans cette catégorie de réseau d'antennes reconfigurable ont été initiés en 1958, par J. S. S. Duniam [17]. Ils consistent à utiliser une source primaire qui a pour rôle d'éclairer une surface réflectrice couverte par un réseau de cellules à phase variable. La

surface reflète l'énergie électromagnétique avec ajustement des phases afin de commuter le faisceau principal dans la direction souhaitée. Un exemple de réseau réflecteur reconfigurable en diagramme de rayonnement a été présenté dans la Figure 2.12 [18]. Le principe de fonctionnement dans cet article consiste en un placement d'antennes cornets comme source primaire (Figure 2.12.a) déplacées latéralement pour éclairer les surfaces réflectrices. Les résultats de ce déplacement latéral de 35 à 0° a permis de générer plusieurs faisceaux (Figure 2.13) à la fréquence de 10GHz.

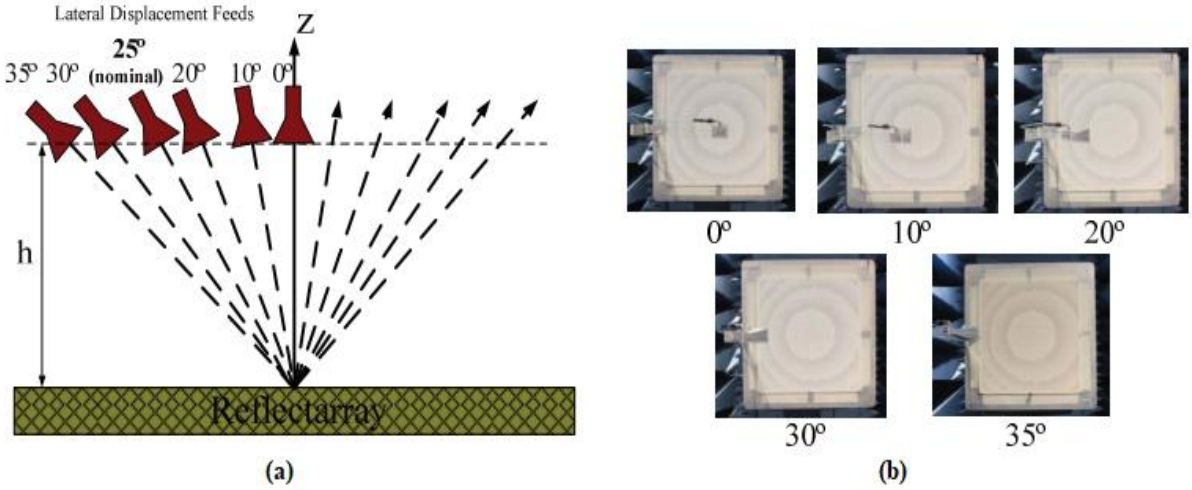


Figure 2. 12: Réseau d'antennes réflecteur : (a) Déplacement latéral de la charge : (b) les cinq prototypes

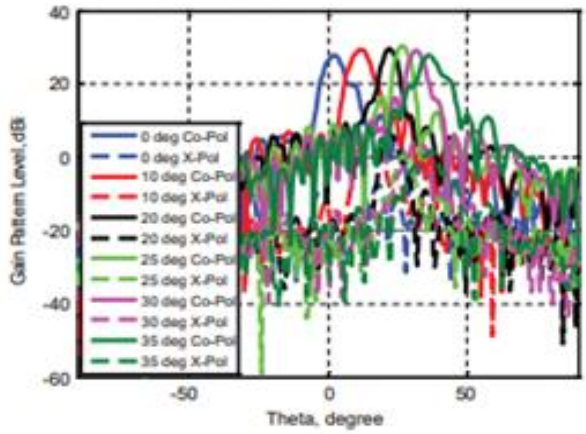


Figure 2. 13 : Diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes dans le plan H

III.4. Dépointage par matrice de Butler

La matrice de Butler constitue l'une des méthodes pour créer la diversité du diagramme de rayonnement dans un réseau d'antennes. Cette technique repose sur le choix des différents ports d'entrée du réseau d'alimentation passifs avec une différence de phase pour exciter les éléments rayonnants afin d'avoir des multifaisceaux (Figure 2.14).

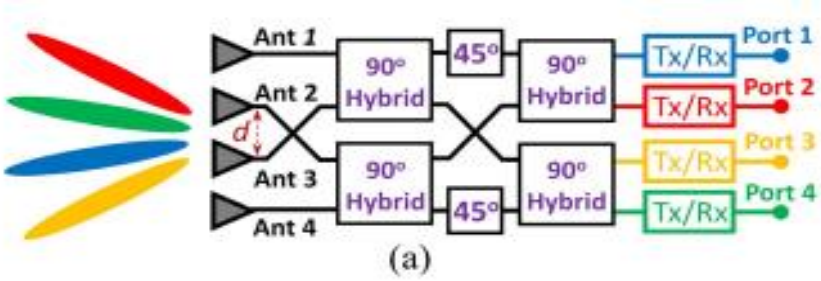


Figure 2. 14: Architecture d'une matrice de Butler

Un exemple de réseau d'antennes reconfigurable en diagramme de rayonnement comme le montre la Figure 2.15 utilisant la matrice de Butler afin de commuter la direction du faisceau est présenté dans [19]. Le réseau d'antennes proposé est conçu à partir de quatre patchs rayonnants espacés d'une demie longueur d'onde à 60,5 GHz, de quatre ports d'excitation avec des phases progressives de ±45˚ et ±135° le tout imprimé sur un substrat de type Roger Duroid 5880 d'épaisseur 0,127mm, de permittivité relative 2,2. Lorsque le port 1 est actif, le diagramme de rayonnement pointe à 14° dans le plan x-z et lorsque le port 2 est actif le maximum du gain est obtenu à -40° dans le même plan (Figure 2.16).

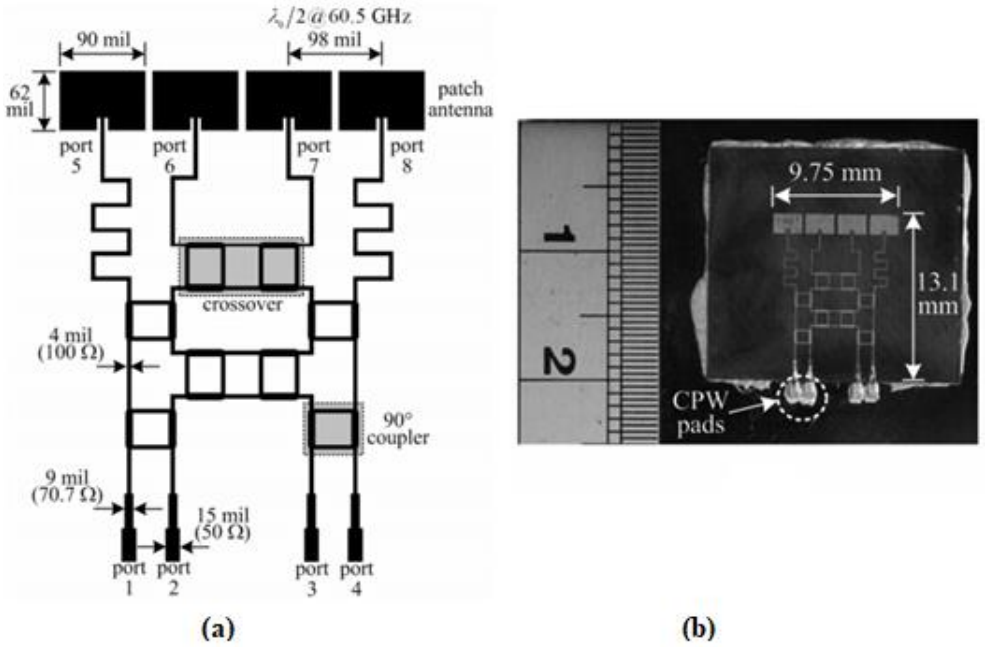


Figure 2. 15: Structure d'un réseau d'antennes à matrice de Butler : (a) Architecture du réseau (b) Photo de réalisation

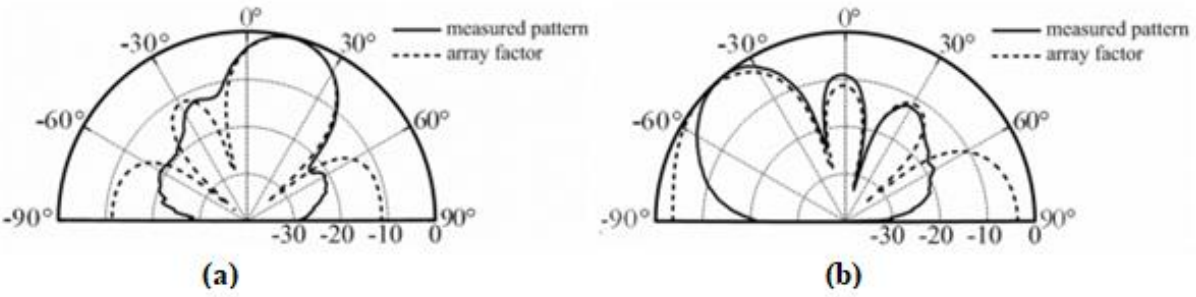


Figure 2. 16: Diagramme du rayonnement mesuré à 62GHz dans le plan z-x : (à gauche) quand le port 1 est excité et (à droite) quand le port 2 est excité

Un second exemple de réseau d'antennes commutable en diagramme de rayonnement [20] par matrice de Butler est présenté dans la Figure 2.17. La technologie multicouche a été utilisée dans cette structure où les éléments rayonnants 8x8 et les réseaux d'alimentation constitués par la matrice de Butler sont dans des niveaux différents. Cette architecture conçue pour la 5G à la fréquence de 38GHz permet de commuter dans quatre directions ± 36 ° et ± 12° avec des gains égaux à 19,8 et 21 dB, respectivement.

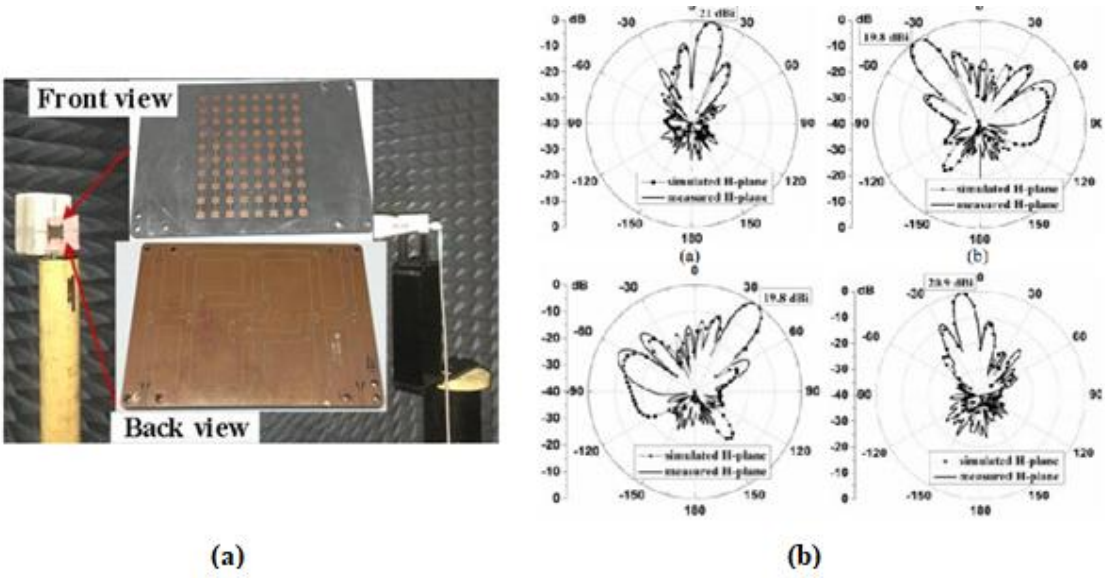


Figure 2. 17: Structure d'un réseau d'antennes 8×8 reconfigurable en diagramme de rayonnement par matrice Butler : (a) photo de prototype et (b) diagrammes de rayonnement

III.5. Dépointage par la lentille de Rotman

La lentille de Rotman est définie comme étant un réseau d'antennes où les éléments rayonnants ont des phases différentes corrigées au niveau de la circonférence afin de pointer le faisceau dans la direction souhaitée [21]. De ce fait, le nombre de commutations du diagramme de rayonnement est égal au nombre de ports d'excitation. Un exemple de réseau d'antennes multifaisceaux à base de la lentille de Rotman a été réalisé par Chen et al [22] (Figure 2.18.a). La conception de cette structure utilise la technologie guide d'onde intégré au substrat (SIW) et permet de générer sept faisceaux qui sont égaux au nombre de ports d'entrée. La couverture obtenue est de 40° compris entre ± 20 ° avec un gain de plus de 13,8dBi dans la bande Ka (Figure 2.18.b).

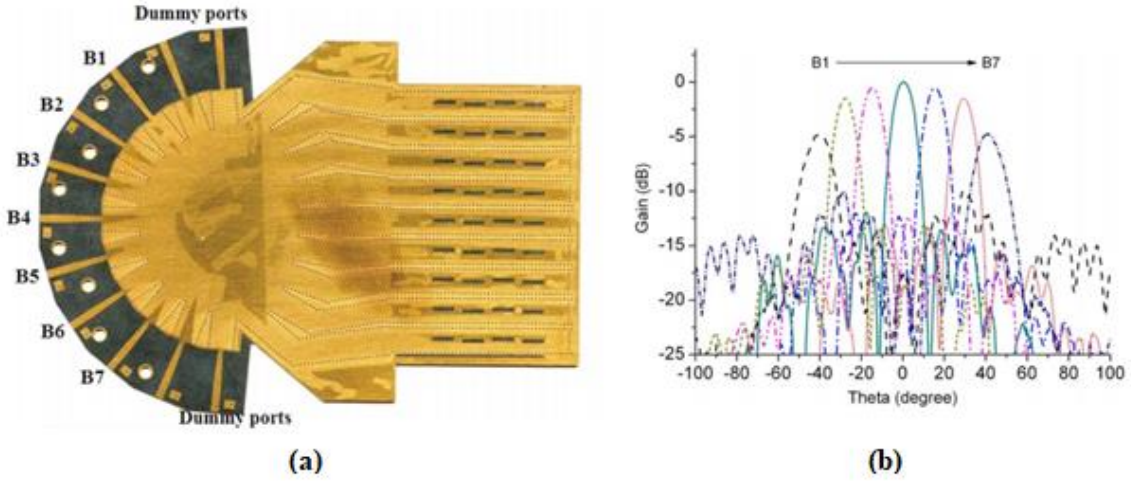


Figure 2. 18: Structure (a) et résultats (b) d'une commutation par la lentille de Rotman à la fréquence de 28,5GHz

Pour les applications dédiées à la 5G, un deuxième exemple de réseau d'antennes munies de la technologie de lentille de Rotman à micro-ruban pour commutater le diagramme de rayonnement [23] est illustré dans la Figure 2.19.a. La structure comporte cinq entrées et six sorties. Le réseau d'antennes imprimé sur du substrat Duroid Rogers 3006 fonctionne à la fréquence de 28GHz. Par commutation entre les différents ports d'excitation, l'antenne produit cinq faisceaux dans les directions – 45°, - 22,5°, 0°, + 22,5° et + 45° (Figure 2.19.b).

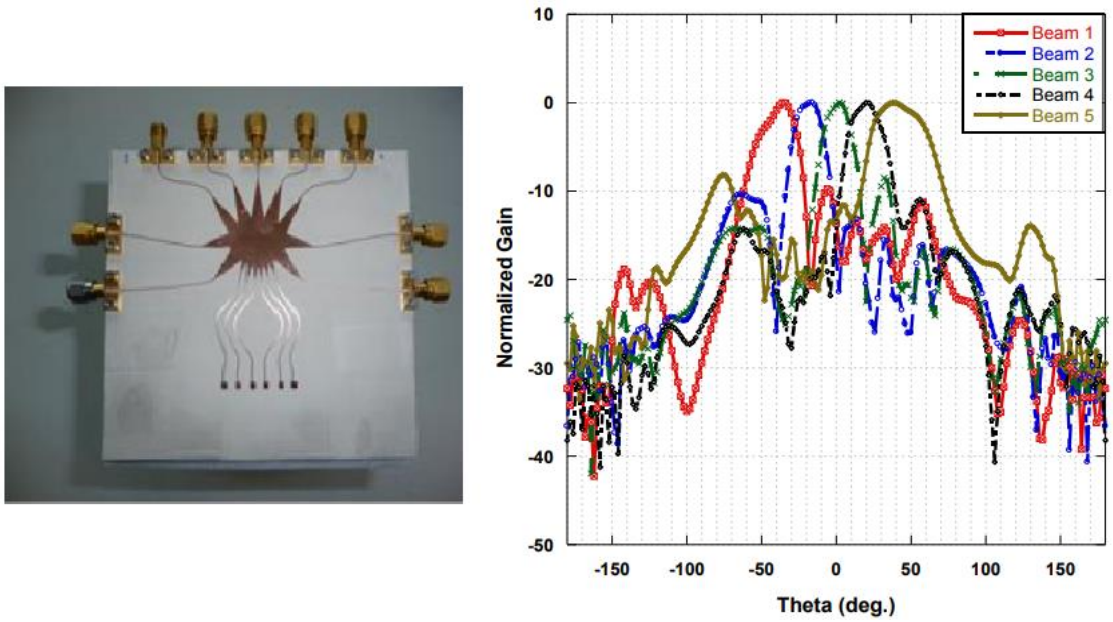


Figure 2. 19: (a) Structure de la lentille de Rotman pour la 5G et (b) Diagrammes de rayonnement

III.6. Dépointage par réseaux phasés

Cette technique permet de produire la flexibilité du faisceau en plaçant un réseau de commande de phase entre les éléments rayonnant du réseau d'antennes. Généralement, un dispositif électronique programmable est utilisé pour gérer ce changement de pondérations entre les éléments. Deux exemples intéressants ont été présentés dans [24] et [25]. La structure proposée dans [24] est un réseau linéaire composé de huit éléments rayonnants. Chacun de ces éléments élémentaires est capable de passer d'une configuration monopole à celle d'un patch selon l'état des diodes intégrées dans la ligne d'alimentation. Le réseau d'antennes comme illustré sur la Figure 2.20 permet d'augmenter le gain avec plus de directivité. La reconfiguration du diagramme de rayonnement est réalisée par la gestion des coefficients de pondération en phase de chaque élément rayonnant à l'aide d'un programme algorithmique. Cette structure permet d'avoir un gain maximum de 12,73dBi avec une couverture de -81° à +81° dans le plan E (Figure 2.21).

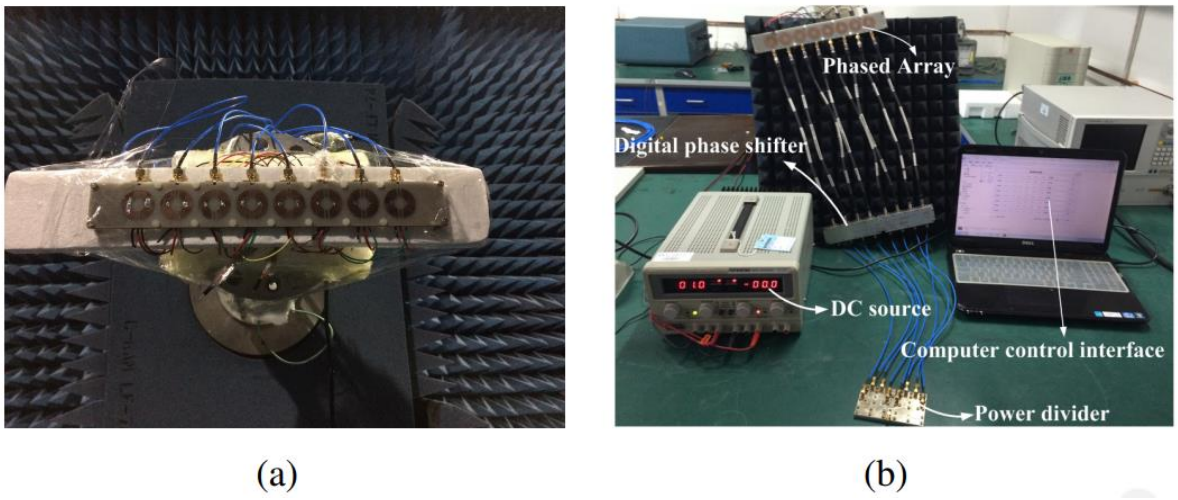


Figure 2. 20: Configuration du réseau d'antennes : (a) réseau d'antenne et (b) réseau d'antennes avec l'ensemble des dispositifs

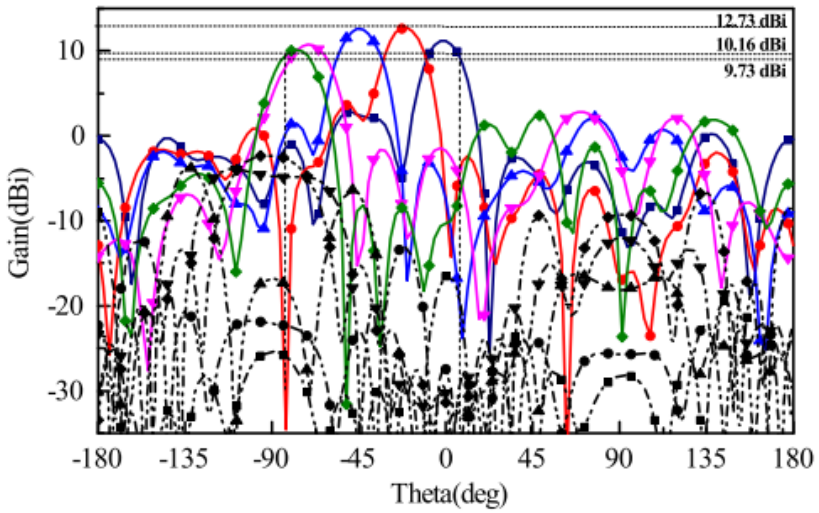


Figure 2. 21: Diagramme de rayonnement multifaisceaux

Le second exemple [25] d'un réseau d'antenne reconfigurable en diagramme via la technique de changement de pondération amplitude et/ou phase est présenté Figure 2.22. Il s'agit d'un réseau planaire 7x7 constitué d'antennes élémentaires en forme de L (Figure 2.22.a) fonctionnant dans deux bandes de fréquences X et Ku. Cette architecture de réseau 70x70mm^2 permet d'avoir une couverture à 3dB de 60° pour la fréquence basse et 50° pour la haute fréquence dans les plans E et H (Figures 2.23.a et 2.23.b).

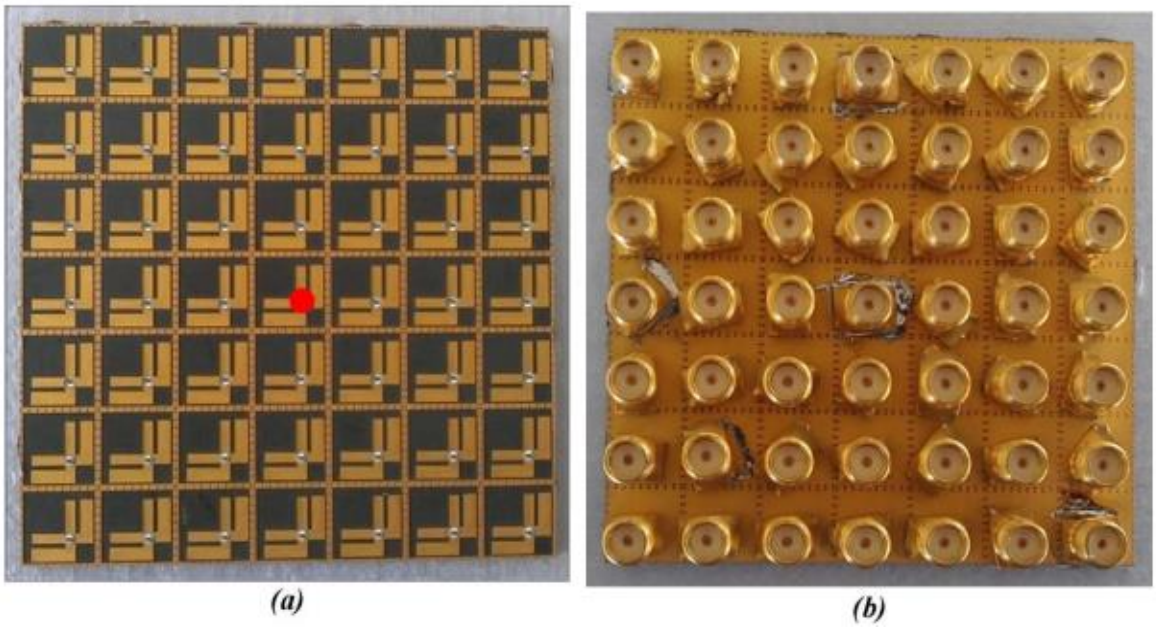


Figure 2. 22: Structure du réseau d'antennes : (a) vue de dessus et (b) vue de dessous

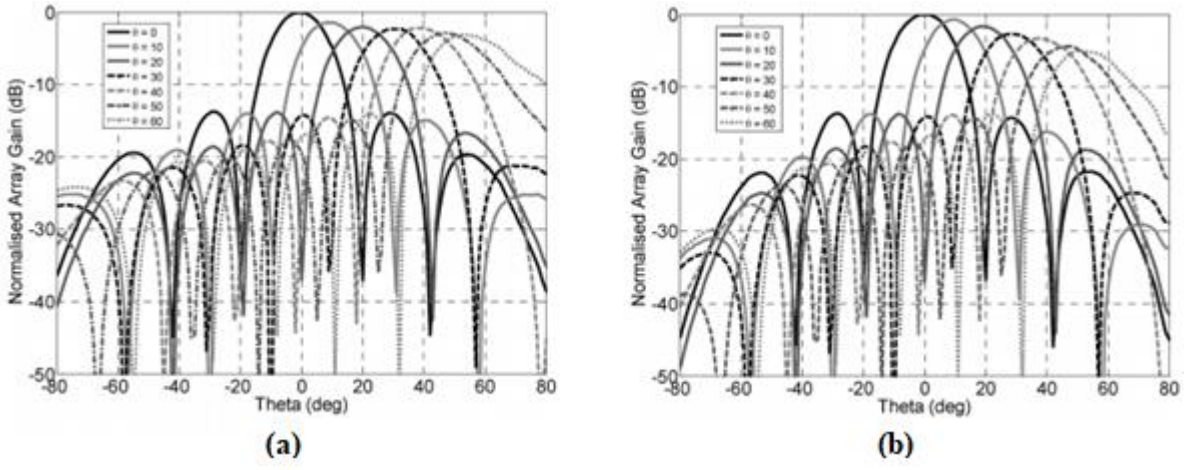


Figure 2. 23: Diagrammes de rayonnement mesurés à la fréquence de 9,9GHz : (a) Plan E et (b) Plan H

IV. Bilan sur les différentes techniques

Après une description des exemples de commutations de faisceau selon différentes techniques, cette section vise a présenté les principaux avantages et inconvénients de chacune des techniques présentées. Ceux-ci sont synthétisés dans le Tableau 2.1.

Tableau 2. 1: Synthèse des avantages et inconvénients des différentes méthodes de commutation du diagramme de rayonnement

Technique de dépointage	Avantages	Inconvénient
Dispositifs Electroniques	➢ Poids léger ➢ Faible épaisseur ➢ Niveau de gain pratiquement constant	➢ Implémentation compliquée ➢ Forte perte d'insertion des composants électroniques ➢ Efficacité faible ➢ Coût élevé ➢ Couverture unidimensionnelle

Réseau d'alimentation commutable	➢ Contrôler la pondération en amplitude et en phase de chaque élément du réseau ➢ Maîtriser la direction de l'onde émise et la forme du faisceau	➢ Fort couplage ➢ Complexité de la mise en œuvre du circuit d'alimentation ➢ Les pertes induites et insertions ➢ Couverture unidimensionnelle avec des zone blanches entre les faisceaux
Réseau d'antennes Réflecteur	➢ Possibilité de les déployer en orbite ➢ Faible perte de dissipation grâce à une simple utilisation d'une source primaire unique illuminant le réflecteur ➢ Facilité de fabrication même pour des fréquences millimétriques ➢ La focalisation du faisceau assurée par le réflecteur	➢ Réflexions incontrôlables de la puissance à certains angles d'incidence ➢ Poids de l'antenne et le dépointage mécanique de l'antenne ➢ Très faible couverture du faisceau à mi- puissance ➢ Encombrement
Matrice de Butler	➢ Facilité de commutation du faisceau dans une direction avec aucun ajustement nécessaire ➢ Simple conception de la matrice grâce à la symétrie des hybrides et déphaseurs ➢ Chevauchements des faisceaux ➢ Faisceaux orthogonaux	➢ Interconnexion très complexe (plusieurs croisements sont nécessaires) pour un réseau à grand nombre d'éléments rayonnants ➢ Pas de pondérations d'amplitude ➢ Nombre de faisceaux limité dans un seul plan

	➢ Matrice imprimée sur le même substrat avec le réseau d'antennes ce qui facilite leur connexion ➢ Bas coût	avec un niveau de lobes secondaires assez important ➢ La largeur et l'angle du faisceau dépendent de la fréquence
Lentille de Rotman	➢ Faible coût ➢ Fabrication facile ➢ Stabilité en fréquence	➢ Couplage entre les ports et très difficile à contrôler ➢ Bande passante étroite ➢ Nombre limité de faisceaux avec un manque de précision ➢ Grande taille ➢ Pas de couverture dans les deux plans car il y' a une inexistence des faisceaux orthogonaux ➢ Zone blanche à mi-puissance entre deux faisceaux
Réseau phasé	➢ Très directive ➢ Balayage sectoriel ➢ Couvertures multifaisceaux ➢ Très faible niveau de lobes secondaires	➢ Coûts plus élevés ➢ Couverture est limitée dans un seul plan ➢ Zone blanche à mi-puissance entre deux faisceaux ➢ La vitesse de calcul de la pondération amplitude/phase devient difficile

V. Conclusion

Dans ce second chapitre, nous avons passé en revue les réseaux d'antennes, et les différentes techniques pour les rendre commutables en diagrammes de rayonnement. Dans la première partie du chapitre, nous avons étudié les différentes catégories de réseau d'antennes en nous intéressant aux plus classiques utilisés dans les systèmes de communications. Une des caractéristiques très importante des réseaux d'antennes est son facteur de réseau. Ce type d'antennes représente une génération d'antennes qui va être utilisée dans la bande de fréquence millimétrique. Cette faible longueur d'onde entrainera facilement une multiplication des éléments rayonnants dans une petite surface. Pour une augmentation du nombre d'éléments rayonnants, le facteur réseau deviendra plus important et la structure sera plus directive. Le challenge consiste à maximiser ce facteur réseau avec une flexibilité du faisceau dans une large zone afin d'optimiser les performances dans le cas des Small Cells, pour répondre efficacement aux exigences de couverture et latence mais surtout ceux liés à l'efficacité énergétique dans les milieux à forte concentration. Dans la seconde partie du chapitre, nous avons présenté les différentes techniques les plus répandues pour permettre à un réseau d'antennes de se doter d'une capacité de reconfigurer son diagramme de rayonnement. Celles-ci sont basées sur le contrôle de la distribution de la densité de courant surfacique de l'antenne. De cette étude, il ressort que la technique de l'utilisation des dispositifs électroniques permet la reconfiguration du diagramme de rayonnement avec une perte d'insertion des composants (diodes pin, switch...). La technique de la matrice de Butler et celle de la lentille de Rotman offrent une reconfiguration avec des structures simples moins énergivores. La technique des réseaux phasés qui est la plus utilisée au cours de ces dernières décennies offre des performances intéressantes mais nécessite beaucoup d'énergie avec un algorithme sophistiqué pour la gestion des pondérations en amplitude et en phase de chaque élément dans chaque état de dépointage. Au vu de tout cela, le choix de la méthode de reconfiguration du diagramme dans les deux plans orthogonaux du réseau semble prépondérant. Avant de s'attaquer à la conception d'un réseau d'antennes à faisceau commutable dans les deux plans orthogonaux, nous allons proposer dans le chapitre suivant une étude d'une antenne à un seul élément rayonnant reconfigurable en diagramme de rayonnement avec diversité de polarisation.

VI. Références

[1] S. Jaeckel, M. Peter, K. Sakaguchi, W. Keusgen, and J. Medbo, "5G Channel Models in mm-Wave Frequency Bands," *in Proc. Eur. Wireless Conf. (EW)*, 2016. .

[2] M. Matinmikko, A. Roivainen, M. Latva-aho, and K. Hiltunen, "Interference Study of Micro Licensing for 5G Micro Operator Small Cell Deployments," *Proc. Int. Conf. Cogn. Radio Oriented Wirel. Networks*, 2017.

[3] H. J.Visser, *Array and Phased Array Antenna Basics*, Wiley. 2005.

[4] R. Wansch, H. Adel, and H. Humpfer, "MiniTerminal – a small antenna for satellite reception," *INICA 2007 2nd Int. ITG Conf. Antennas*, 2017.

[5] J. Rodriguez, *Fundamentals of 5G Mobile networks*, Wiley. 2015.

[6] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Wiley. 2005.

[7] L. Josefsson and P. Persson, *Conformal array antenna theory and design*, IEEE Press. 2006.

[8] W. H. Kummer, "Basic Array Theory," *Proc. IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 127–140, 1992.

[9] J. K. S. Hong, "Dynamic two-stage beam training for energy-efficient millimeter-wave 5G cellular systems," pp. 111–122, 2015.

[10] D. A. Miller, "Spatial channels for communicating with waves between volumes.," *Opt. Lett.*, vol. 23, no. 21, pp. 1645–1647, 1998.

[11] D. A. Miller, "Communicating with waves between volumes: evaluating orthogonal spatial channels and limits on coupling strengths.," *Appl. Opt.*, vol. 39, no. 11, pp. 1681–1699, 2000.

[12] Y. Y. Bai, S. Xiao, M. C. Tang, Z. F. Ding, and B. Z. Wang, "Wide-angle scanning phased array with pattern reconfigurable elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 11, pp. 4071–4076, 2011.

[13] M. S. Sharawi, S. Member, S. Deif, A. Shamim, and S. Member, "An Electronically Controlled 8-Element Switched Beam Planar Array," vol. 1225, no. c, pp. 8–11, 2015.

[14] W. Cao, B. Zhang, A. Liu, T. Yu, D. Guo, and K. Pan, "A Recon fi gurable Microstrip Antenna With Radiation Pattern Selectivity and Polarization Diversity," vol. 11, pp. 453–456, 2012.

[15] A. Muhammad Kamran Saleem, Majeed A. S. Alkanhal and A. F. Sheta, "Swith beam dielectric resonator antenna array with four reconfigurable radiation patterns," *Indian J. Sci. Technol.*, vol. 6, no. 1, pp. 3872–3875.

[16] H. Boutayeb, P. R. Watson, W. Lu, and T. Wu, "Beam Switching Dual Polarized Antenna Array with Reconfigurable Radial Waveguide Power Dividers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 4, pp. 1807–1814, 2017.

[17] J. S. S. Duniam, G. Hubert, and et B. A. A. Langhorn, "Electromagnetic wave lens and

mirror systems," 1961.

[18] L. Guo, P. K. Tan, and T. H. Chio, "Beam-scanning improvement of reflectarrays using single-layered sub-wavelength elements," *Proc. 2015 IEEE 5th Asia-Pacific Conf. Synth. Aperture Radar, APSAR 2015*, vol. 51, no. May, pp. 131–134, 2015.

[19] C. H. Tseng, C. J. Chen, and T. H. Chu, "A low-cost 60-GHz switched-beam patch antenna array with butler matrix network," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 432–435, 2008.

[20] Y. Cao, K. S. Chin, W. Che, W. Yang, and E. S. Li, "A Compact 38 GHz Multibeam Antenna Array with Multifolded Butler Matrix for 5G Applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, no. c, pp. 2996–2999, 2017.

[21] R. F. Turner, "Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications*," 1963.

[22] Y. J. Cheng *et al.*, "Substrate integrated waveguide (SIW) Rotman lens and its Ka-band multibeam array antenna applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 8 II, pp. 2504–2513, 2008.

[23] M. A. Hassanien, R. Hahnel, and D. Plettemeier, "A Novel Electronically Wideband Steering System using Rotman Lens for 5G Applications at 28 GHz," vol. 4, pp. 2–6, 2018.

[24] Y. F. Cheng, X. Ding, W. Shao, M. X. Yu, and B. Z. Wang, "A Novel Wide-Angle Scanning Phased Array Based on Dual-Mode Pattern-Reconfigurable Elements," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, no. c, pp. 396–399, 2017.

[25] S. E. Valavan, D. Tran, A. G. Yarovoy, and A. G. Roederer, "Dual-band wide-angle scanning planar phased array in X/Ku-Bands," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2514–2521, 2014.

Chapitre 3 : Etude et conception d'une antenne patch à double polarisation et reconfigurable en diagramme de rayonnement

Chapitre 3 : Etude et conception d'une antenne patch à double polarisation et reconfigurable en diagramme de rayonnement

I. Introduction

Le but de ce chapitre est d'étudier une antenne à un seul élément rayonnant reconfigurable en diagramme et en polarisation. La première partie de ce chapitre aborde principalement l'étude et la caractérisation de l'architecture de l'antenne élémentaire. Elle est divisée en deux sections : la première présente l'étude de deux catégories d'alimentation de ces antennes, à savoir par contact direct et par couplage via une fente. Ces différentes études ont été faites afin de justifier le choix de l'utilisation d'une antenne patch alimentée par fente. La dernière section, présente les résultats de simulation de la structure de l'antenne avec un élément rayonnant en forme de croix doublement alimenté par fente travaillant à la fréquence de 26GHz. La deuxième partie s'intéresse à l'étude de l'influence de la position et de la dimension d'un élément parasite permettant la reconfiguration en diagramme de l'antenne. C'est dans cette partie que la reconfiguration du diagramme a commencé grâce à l'intégration judicieux d'un court-circuit entre l'élément parasite et le plan de masse. Dans cette même optique, la troisième partie de ce chapitre est dédiée à la conception d'une antenne capable de commuter le diagramme de rayonnement dans les deux plans orthogonaux. Pour finir, la quatrième et dernière partie de ce chapitre est consacré à la validation des résultats expérimentaux obtenus via la conception et la caractérisation des trois configurations de l'antenne.

II. Géométrie de l'antenne étudiée

II.1. Etude des types d'alimentation : contact direct et couplage

Afin de pouvoir utiliser la technologie microruban pour la conception d'antennes, il est nécessaire de connaître son principe de fonctionnement. Aussi, il semble important de considérer les fréquences de résonance, les différents diagrammes de rayonnement, et les techniques à mettre en œuvre pour pouvoir alimenter correctement l'antenne patch, afin d'obtenir une efficacité de rayonnement maximale. Dans cette section une étude comparative entre deux types d'alimentation (par contact direct et par couplage) est faite dans le but de distinguer les avantages et les limites de chacune.

II. 1. 1. 1 Antenne alimentée par contact direct par ligne microruban

Premièrement, nous avons proposé une géométrie d'antenne patch en forme de rectangle (3x4,3mm^2). L'élément rayonnant est imprimé sur un substrat diélectrique de type Duriod/Rogers 5880 de de permittivité relative $\varepsilon_r = 2{,}2$, tangente de perte 0,009 et de hauteur de 0,787mm. Une ligne microruban de 50 Ω est imprimée sur la même couche du substrat pour exciter l'élément rayonnant (Figure 3.1).

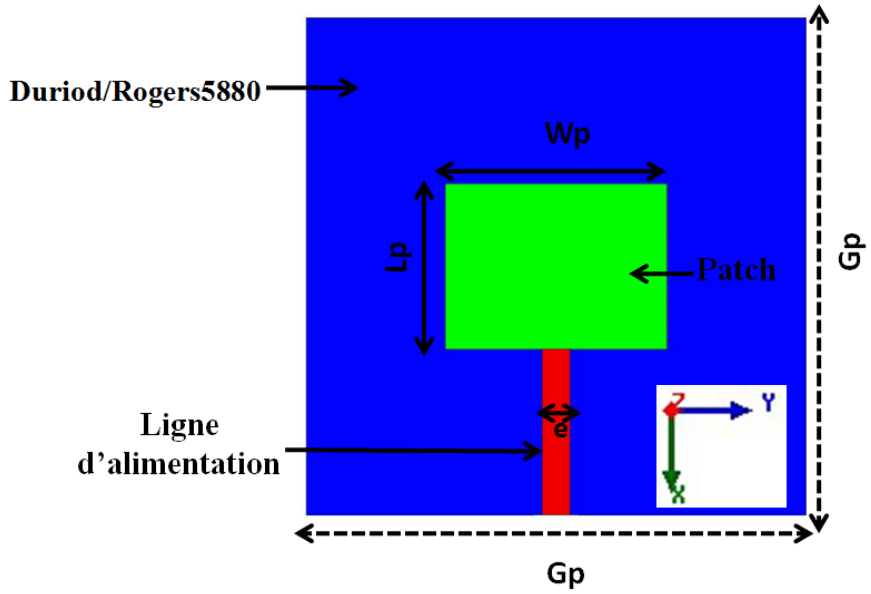


Figure 3. 1 : Structure de l'antenne patch alimentée par ligne microruban (Lp=3mm ; Wp=4,3mm ; e=0,6mm ; Gp=9mm)

Le logiciel de simulation HFSS (Hight Frequency Structure Simulator) développé par la compagnie Ansys a été utilisé dans le cadre de notre thèse pour la conception des antennes et l'analyse de champ électromagnétique. Ce logiciel commercial est basé sur la méthode des éléments finis [1]. Les Figures 3.2 et 3.3 présentent le coefficient de réflexion $|S11|_{dB}$ et les diagrammes de rayonnement. Une bande passante de 1.67GHz allant de 25,21 à 27,2GHz soit 7,7% à 26GHz a été obtenue avec cette structure, avec un gain maximum de 7,6dBi.

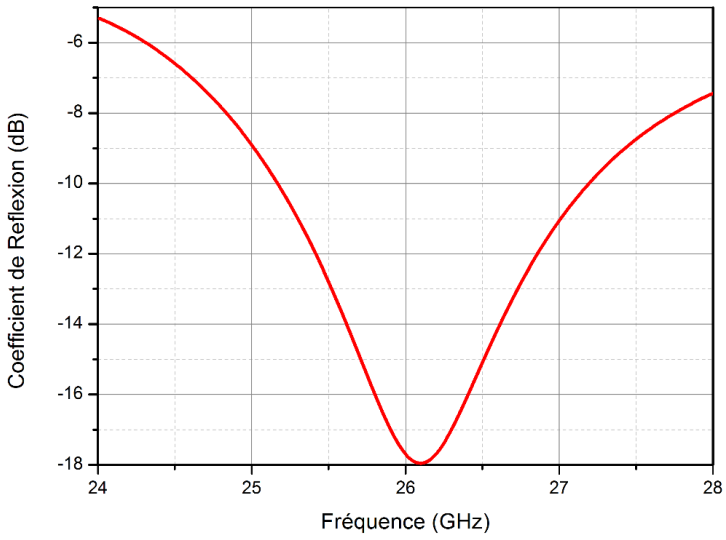


Figure 3. 2: Paramètre de coefficient de réflexion de l'antenne patch alimentée par ligne microruban

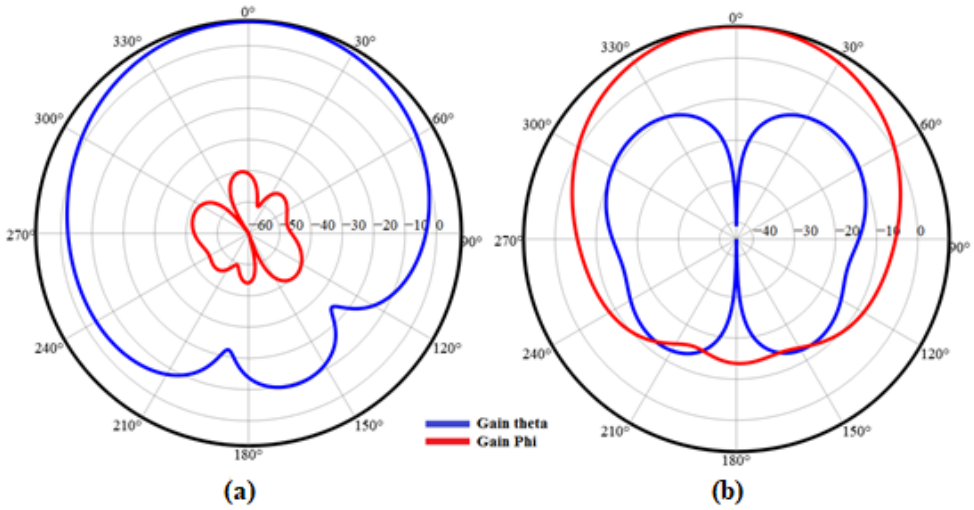


Figure 3. 3: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch alimentée par ligne microruban à la fréquence de 26GHz dans les deux plans : (a) plan xoz et (b) plan yoz

II. 1. 1. 2 Antenne patch alimentée par couplage

La technique d'alimentation par couplage à ouverture constitue l'une des plus efficaces pour sa capacité à être intégrée en réseau pour une utilisation en hautes fréquences[2]. Elle a été introduite pour la première fois par Pozar en 1985 afin d'améliorer la bande passante des antennes patchs [3]. L'élément rayonnant et l'alimentation sont imprimés sur deux substrats qui peuvent avoir des caractéristiques différentes.

Il en résulte dans les travaux de thèse de A. Kuchar réalisé en 1996 à l'Université Technique de Wien [4], que pour la mise en œuvre d'une telle technologie, l'élément rayonnant doit être imprimé sur un substrat d'épaisseur supérieur à λ /10 et de constante diélectrique $\varepsilon_r < 3$, alors que la ligne d'alimentation doit être imprimée sur un substrat de constante diélectrique $\varepsilon_r > 5$. Cette forte constante diélectrique sur le second substrat permet une réduction des lobes secondaires et du niveau de la polarisation croisée.

L'architecture de l'antenne présentée sur la Figure 3.4 est composée d'un élément rayonnant de forme rectangulaire imprimé sur du Duriod/Rogers 5880 de permittivité εr=2,2 et d'épaisseur 0,787mm. Le deuxième substrat sur lequel la ligne d'alimentation a été imprimée est du Ar1000 de permittivité relative beaucoup plus élevée (εr=10) et d'épaisseur 0,65mm Entre les deux substrats, est placé un plan de masse dans lequel a été réalisé une fente. Les paramètres de conception de la structure ont été optimisés pour fonctionner à la fréquence de 26GHz.

Cette structure alimentée par couplage permet d'avoir une antenne qui couvre une large bande passante à -10dB qui se situe entre 24,90 et 27,24 GHz (soit 10,23% à la fréquence centrale de 26GHz) comme illustré sur la Figure 3.5. Les Figures 3.6.a et 3.b.b illustrent les composantes des gains G_{phi} et G_{theta} simulés, pour l'antenne dans le plan yoz (phi = 90°) et le plan xoz (phi = 0°) à la fréquence centrale de 26GHz.Un gain maximum de 6,2dBi a été obtenu.

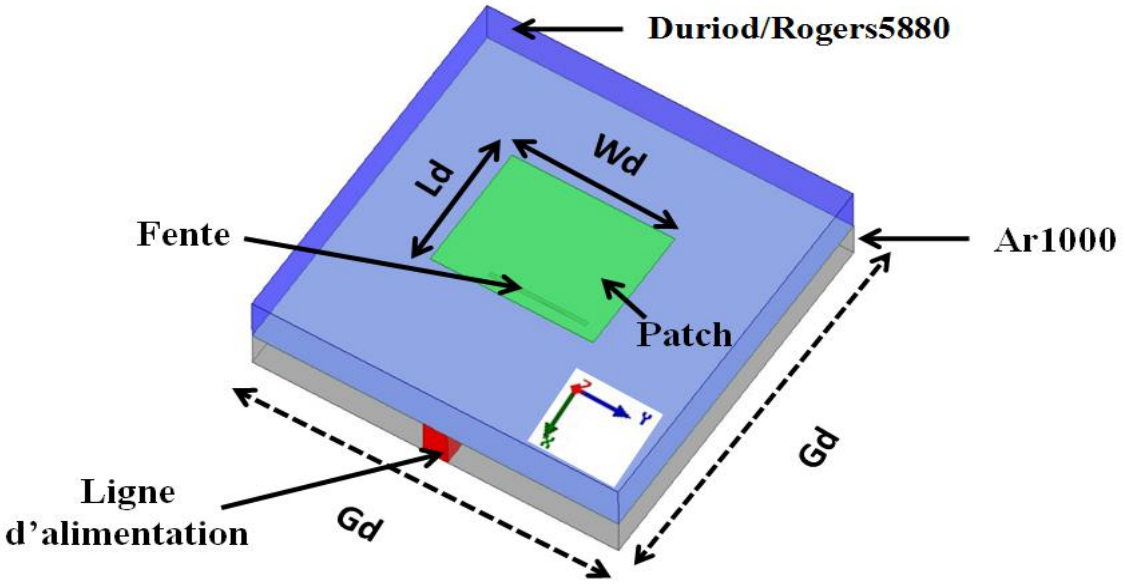


Figure 3. 4: Structure de l'antenne patch alimentée par couplage (Ld=3,13mm ; Wd=4mm ; fente=0,1×2,4mm² ; Gd=9mm)

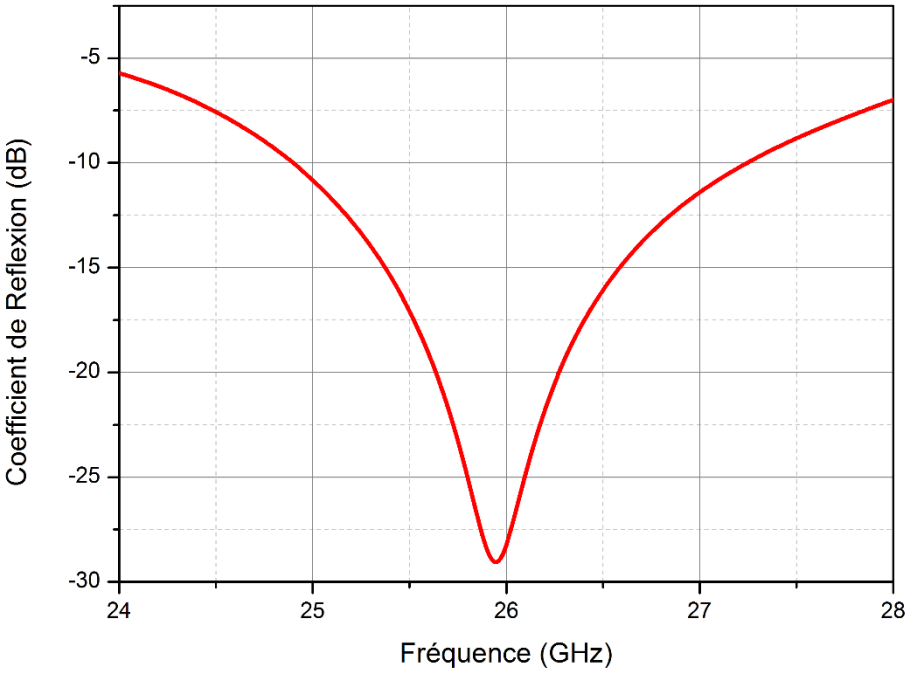


Figure 3. 5: Coefficient de réflexion de l'antenne patch alimentée par couplage

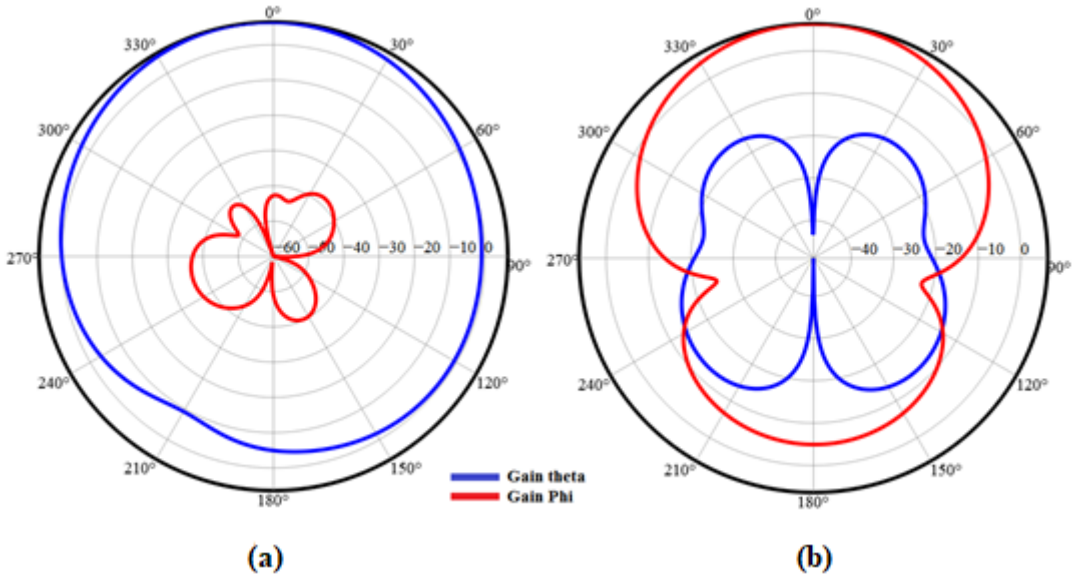


Figure 3. 6: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch alimentée par couplage à la fréquence de 26GHz dans les deux plans : (a) plan xoz et (b) plan yoz

Cette technique d'alimentation offre plusieurs avantages. Une bande passante plus large et une réduction de la polarisation croisée dans le plan phi=90 ont été obtenues comparée à

l'alimentation directe avec un encombrement moins important sur la couche supérieure de l'antenne, même si le rayonnement arrière reste plus élevé s'accompagnant d'une réduction du gain maximal. Le Tableau 3.1 présente une comparaison des performances entre les deux types d'alimentation.

Tableau 3. 1: Comparaison entre les types d'alimentation

	BP (%)	G_{phi} (90°)	G_{theta} (90°)	Ouverture	Niveau rayonnement arrière
Alim. direct	7,7dBi	7,6dBi	-9dBi	74°	-15dBi
Alim. Par couplage	10,23	6,2dBi	-14dBi	76°	-7dBi

II.2. Antenne patch à double polarisation

En fonction de la géométrie de l'élément rayonnant et de la forme de la fente sur le plan de masse il est possible de générer le type de polarisation et la forme du diagramme. Une double polarisation permet une transmission/réception dans les deux plans vertical et horizontal ce qui naturellement augmenterait la capacité du canal par le fait de réutilisation de fréquence [5].

Le patch rectangulaire précédemment utilisé n'offre pas la possibilité d'avoir une double polarisation verticale et horizontale parfaite. Par sa géométrique asymétrique, les deux lignes d'alimentation en position orthogonale n'auront pas les mêmes points d'excitation. Ce qui nous a motivé à concevoir un patch en forme de croix tout en gardant la même longueur électrique sans changer le comportement du digramme de rayonnement. La structure est présentée sur la Figure 3.7, elle est composée par un élément en forme de croix et excité par couplage par deux lignes d'alimentation de 50 Ω.

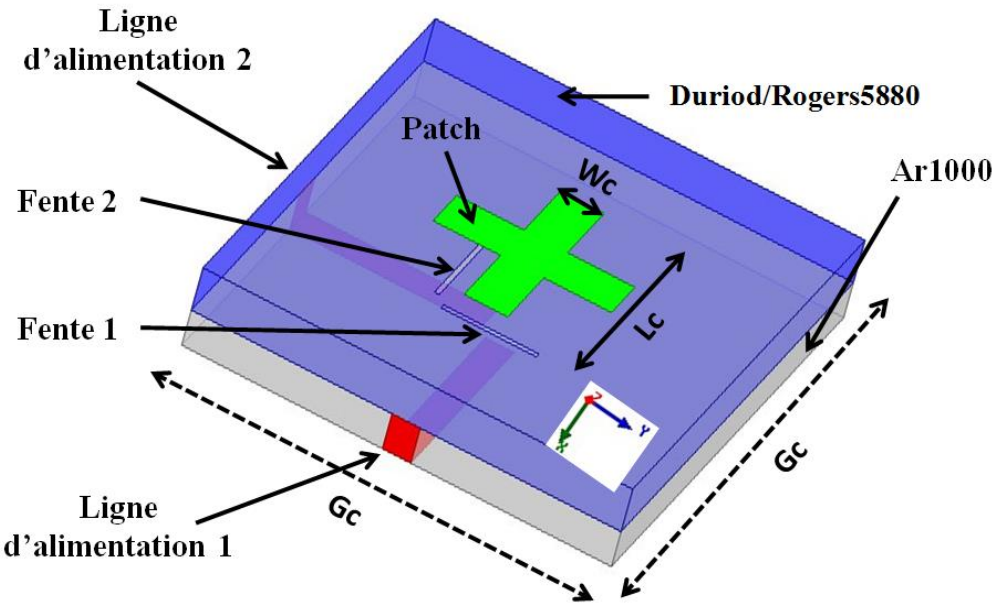


Figure 3. 7 : Structure de l'antenne patch en forme de croix alimentée par couplage par deux lignes microruban orthogonales

(Lc=3,8mm ; Wc=0,92mm ; fente=0,1×2mm^2 ; Gc=9mm)

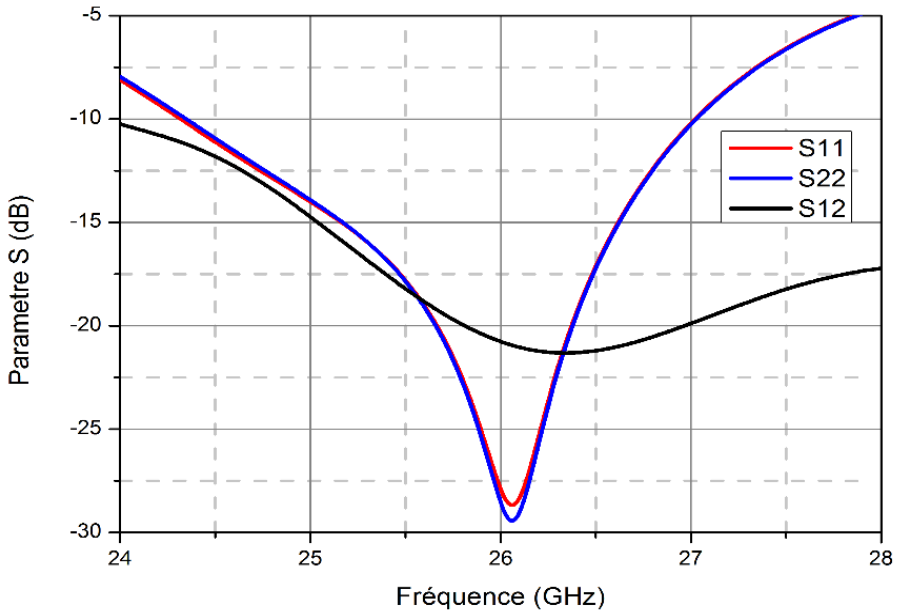


Figure 3. 8: Paramètre S de l'antenne patch en forme de croix

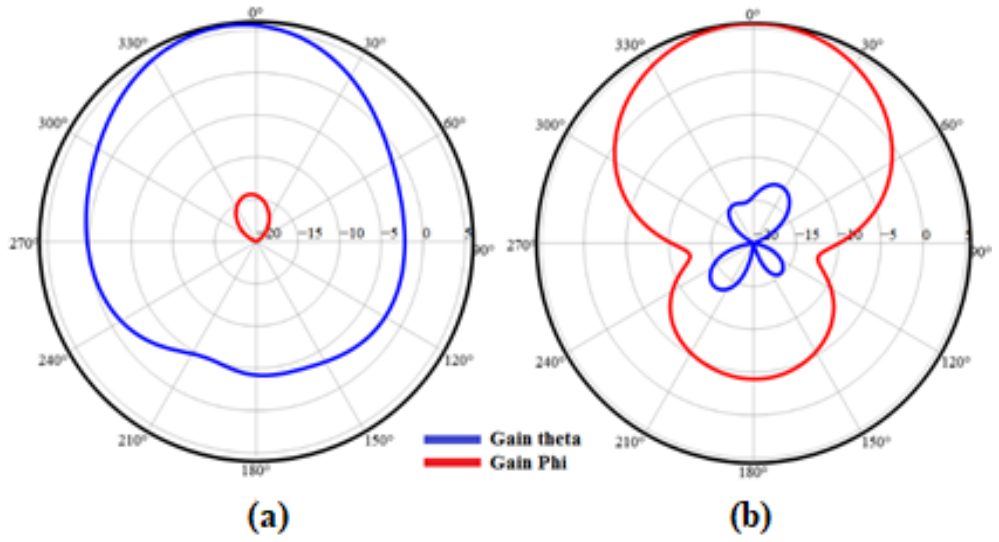


Figure 3. 9: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch en forme de croix quand le port 1 est excité à la fréquence de 26GHz dans les deux plans : (a) plan xoz et (b) plan yoz

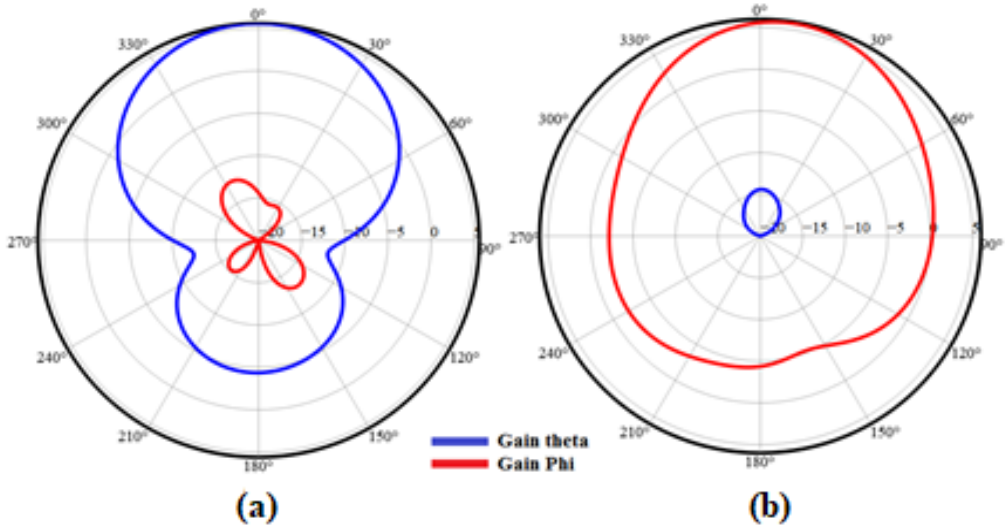


Figure 3. 10: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch en forme de croix quand le port 2 est excité à la fréquence de 26GHz dans les deux plans : (a) plan xoz et (b) plan yoz

La Figure 3.8 présente les paramètres S de la structure en forme de croix doublement alimentée. Nous constatons une parfaite superposition des deux courbes du $|S11|_{dB}$ et du $|S22|_{dB}$ avec une bonne adaptation à -10dB sur une bande passante allant de 24,32 à 27,03GHz soit 10,42% ce qui couvre largement la bande de fréquence désirée (25,5-26,5 GHz). L'isolation est supérieure à 17,5 dB sur toute la bande désirée, avec un niveau maximal de 21 dB à la fréquence de 26GHz.

Les Figures 3.9 et 3.10 illustrent les composantes des gains G_{phi} et G_{theta} pour chaque port d'excitation (quand l'autre est chargé par 50 Ω) dans les deux plans Phi=0° et Phi=90° à la fréquence centrale 26GHz. Nous constatons une parfaite inversion des composantes G_{phi} et G_{theta} dans les deux plans orthogonaux. Ce qui permet de produire deux états de polarisation linéaire horizontale et verticale. Une différence d'environ 20dB est notée entre la polarisation principale et la polarisation croisée pour chaque port excité dans les deux plans orthogonaux. Ce qui prouve qu'une double polarisation linéaire et deux diagrammes de rayonnement semi-directifs à la même fréquence de résonance sont obtenus dans cette structure. Le niveau du gain simulé est de 5,5dBi avec une couverture de 66° dans les deux plans orthogonaux.

Les résultats présentés sur la Figure 3.11 montrent le diagramme de rayonnement sur une bande de fréquence allant de 25,5 GHz à 26,5 GHz. Nous constatons une bonne stabilité du niveau de gain ce qui prouve que l'antenne proposée présente une homogénéité de fonctionnement sur toute la bande de fréquence.

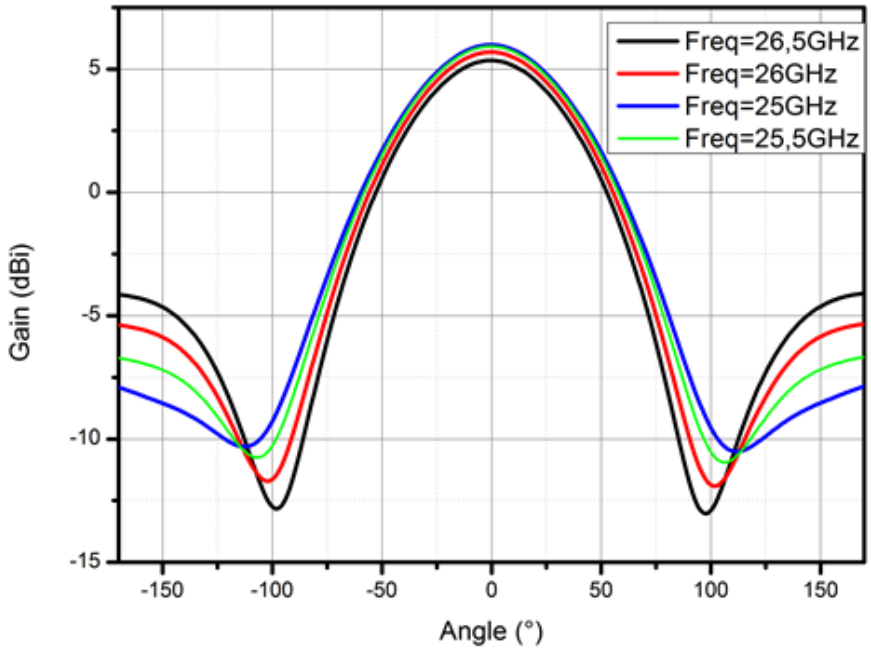


Figure 3. 11: Composante Gphi du diagramme de rayonnement de 25,5 – 26,5GHz quand le port 1 est excité, et le port 2 chargé à 50 Ω dans le plan yoz (phi=90°)

La Figure 3.12 illustre l'évolution de l'efficacité totale simulée dans la bande passante de l'antenne. Ce paramètre de l'antenne dépend à la fois de la résistance de rayonnement et de la résistance de pertes. Nous remarquons qu'un très bon niveau de performance a été obtenu avec une efficacité supérieure à 90% sur toute la bande de fréquence.

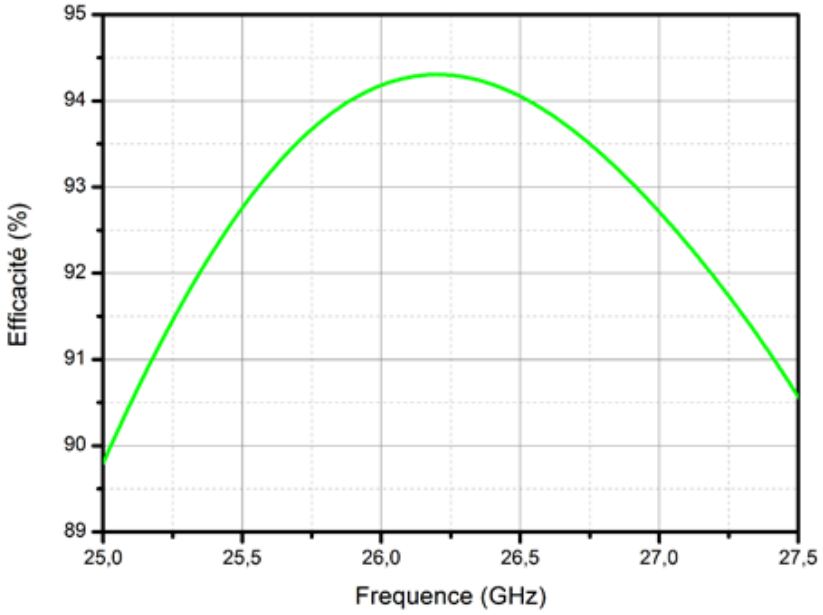


Figure 3. 12: Efficacité totale simulée de l'antenne quand le port 1 est excité, et le port 2 chargé à 50 Ω

III. Etude de la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement par éléments parasites commutables

L'antenne proposée sur la Figure 3.7 est semi-directive et permet d'avoir une couverture angulaire entre -33 à 33° dans les deux plans orthogonaux selon le port d'excitation choisi avec un gain maximal de 5,5dBi dans la direction thêta = 0°. Afin de rendre agile l'antenne patch en croix en diagramme de rayonnement, nous utilisons des éléments parasites afin de commuter le faisceau. Le principe de fonctionnement se base sur l'effet d'induction mutuelle dû au couplage entre l'élément principal et l'élément parasite pour créer le filtrage spatial. Dans cette partie, des études paramétriques sont alors nécessaires afin de mieux caractériser le phénomène de la distribution de la densité du courant surfacique. Nous avons maintenu dans un premier temps la structure excitée à l'aide du port 1 avant de généraliser l'étude dans les deux plans orthogonaux.

III.1. Etude paramétrique sur l'élément parasite : dimensions et formes

Les éléments parasites peuvent jouer le rôle de directeur ou de réflecteur afin de diriger le faisceau dans une direction désirée. Ce phénomène dépend généralement des dimensions et de la position de l'élément parasite.

III.1.1. Position de l'élément parasite par rapport à la ligne d'excitation

La première étude paramétrique a été réalisée pour déterminer à quel endroit doit être placé l'élément parasite par rapport à l'élément rayonnant. Cette étude a pour objectif d'identifier l'influence de l'orientation de l'élément parasite sur la distribution du courant afin de produire les changements de direction du diagramme de rayonnement tout en gardant la même longueur électrique. Pour cela, les résultats de simulations de deux positions ont été présentés.

III. 1. 1. 1 Premier cas d'étude : Position horizontale

Pour ce premier cas, l'élément parasite est positionné dans le plan horizontal, perpendiculaire à la ligne d'alimentation de l'antenne (Figure 3.13). Cette partie vise d'abord à faire une étude de l'orientation et de la distance de séparation (gap de séparation) entre l'élément parasite et l'élément principal. Les Figures 3.14.a et 3.14.b montrent les variations du coefficient de réflexion $|S11|_{dB}$ et des diagrammes de rayonnement pour différentes valeurs du gap de séparation.

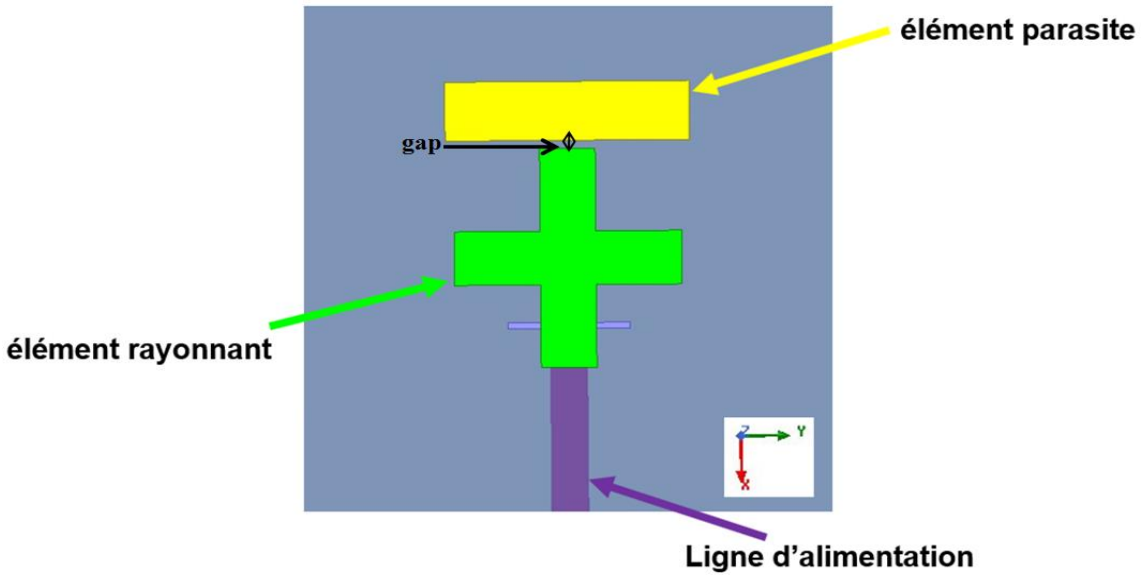
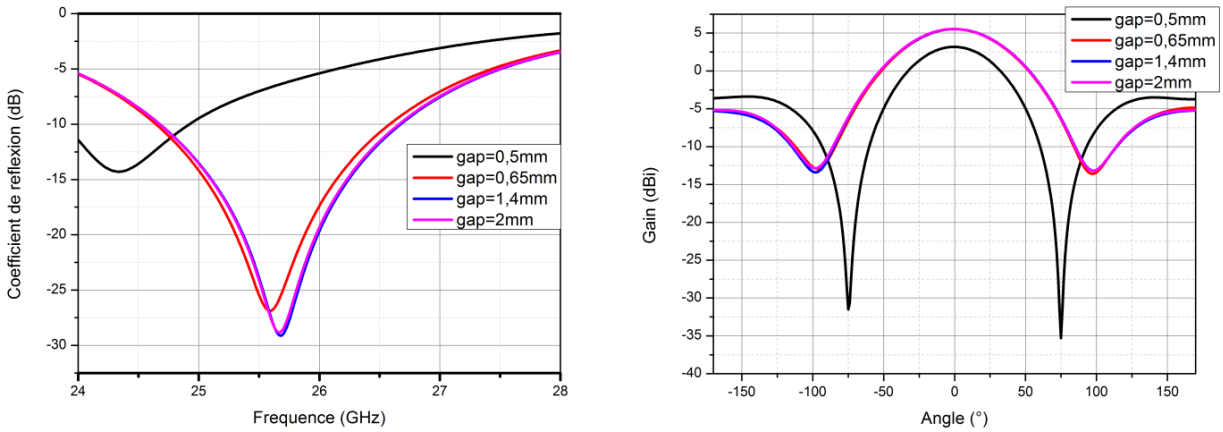


Figure 3. 13 : Structure de l'antenne avec un élément parasite en position horizontale



(a) **(b)**

Figure 3. 14: (a) Coefficient de réflexions, (b) Composant Gphi du diagramme de rayonnement à la fréquence de 26GHz pour différentes valeurs du gap de séparation dans le plan phi= 90°

III. 1. 1. 2 Deuxième cas d'étude : Position Verticale

Une autre étude paramétrique a également été faite sur la position verticale de l'élément parasite, parallèle à l'alimentation (Figure 3.15). Les résultats des coefficients de réflexion et des diagrammes de rayonnement pour différentes valeurs du gap sont présentés sur les Figures 3.16.a et 3.16.b.

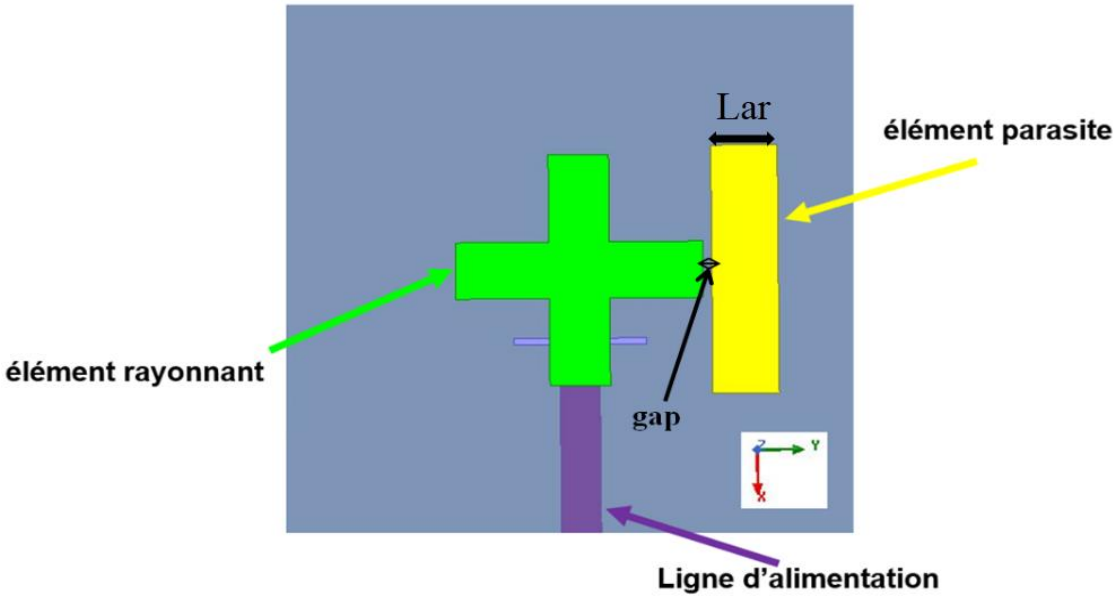
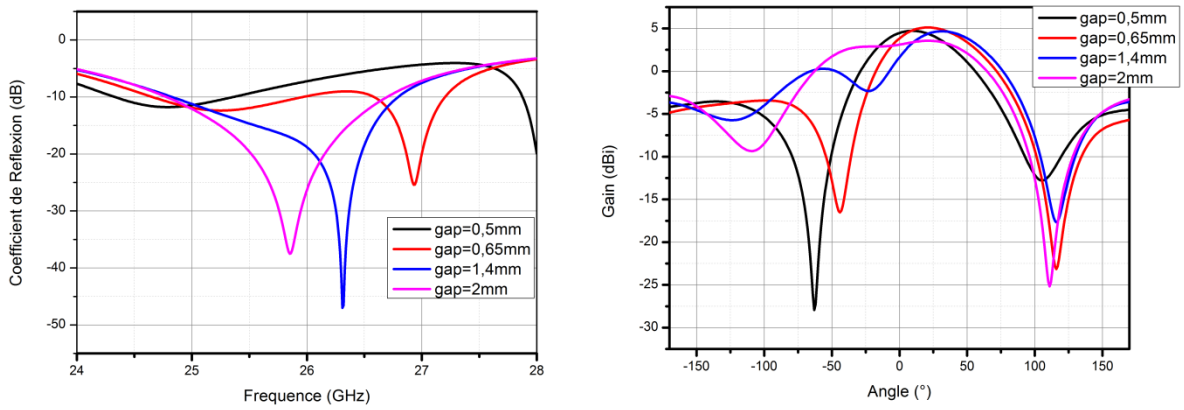


Figure 3. 15 : Structure de l'antenne simple et un élément parasite en position verticale



(a) **(b)**

Figure 3. 16 : (a) Coefficient de réflexions, (b) Composante Gphi du diagramme de rayonnement à la fréquence de 26GHz pour différentes valeurs du gap de séparation dans le plan phi= 90°

III. 1. 1. 3 Interprétation

Les études paramétriques ci-dessus illustrent l'influence de la position de l'élément parasite sur l'adaptation de la structure ainsi que sur son diagramme de rayonnement. Elle montre que dans la première approche, la position horizontale de l'élément parasite permet d'allonger la longueur électrique ce qui conduit à une fréquence de résonance beaucoup plus basse que pour l'antenne patch simple. Cependant, cela n'a pratiquement pas d'impact sur la forme du diagramme de rayonnement. Alors cette approche n'est pas très utile pour l'obtention de faisceaux commutable. La deuxième approche, consiste à la présence de l'élément parasite en position verticale, donc parallèle à la ligne d'alimentation. Elle a permis d'avoir une forte influence sur la longueur électrique car pour différentes valeurs de la position, on obtient des fréquences de résonance différentes avec même l'apparition d'une autre résonance lorsque l'espacement est faible (gap=0,5mm et 0,65mm). En plus, on constate que le diagramme de rayonnement a subi un changement de direction et de forme en fonction de la distance de séparation entre l'élément rayonnement et l'élément parasite. Donc, cette approche présente un fort impact sur le changement de direction du diagramme de rayonnement de l'antenne. Afin de mieux comprendre l'effet de l'orientation de l'élément parasite, nous avons présenté la distribution du courant surfacique allant de l'antenne initiale aux deux cas d'études (Figures 3.17 - 3.19). La prochaine étape consistera à déterminer la position et la largeur de l'élément parasite pour avoir le maximum de dépointage du faisceau.

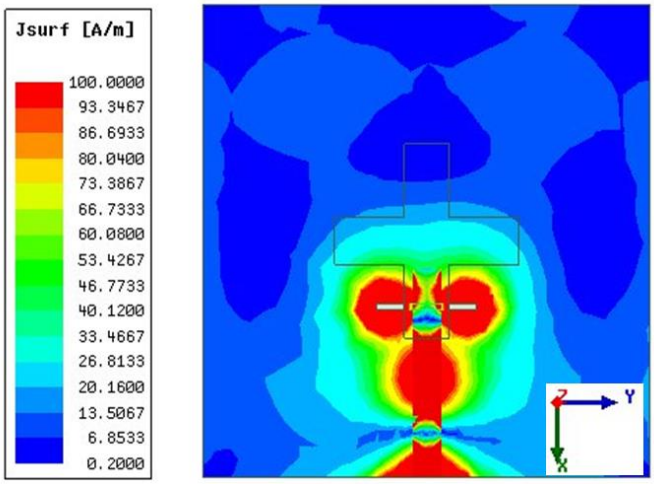


Figure 3. 17: Distribution du courant surfacique pour l'antenne initiale

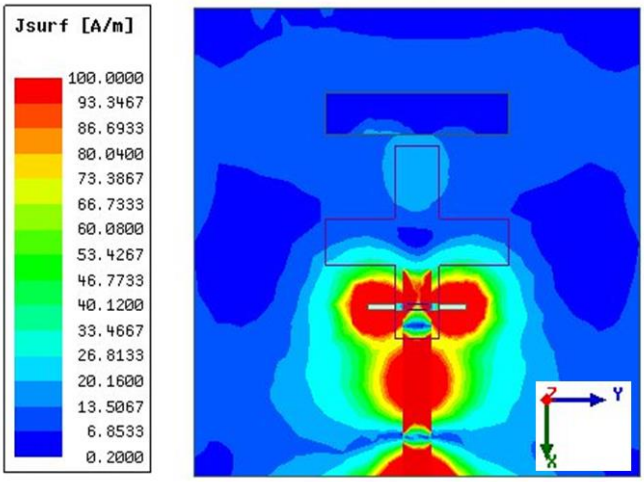


Figure 3. 18: Distribution du courant surfacique pour l'antenne initiale avec l'élément parasite en position horizontale

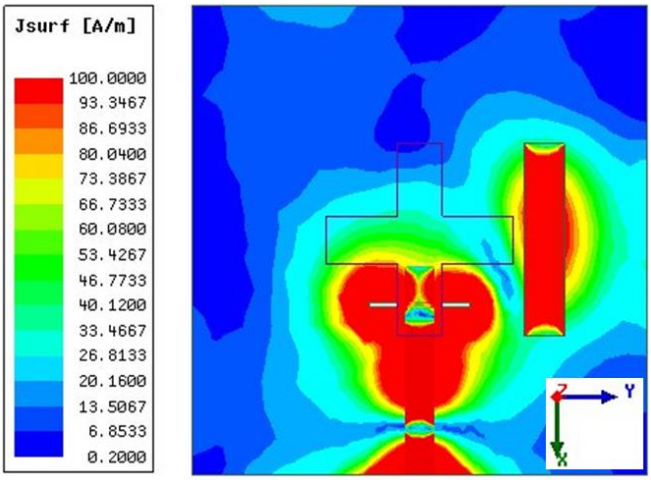
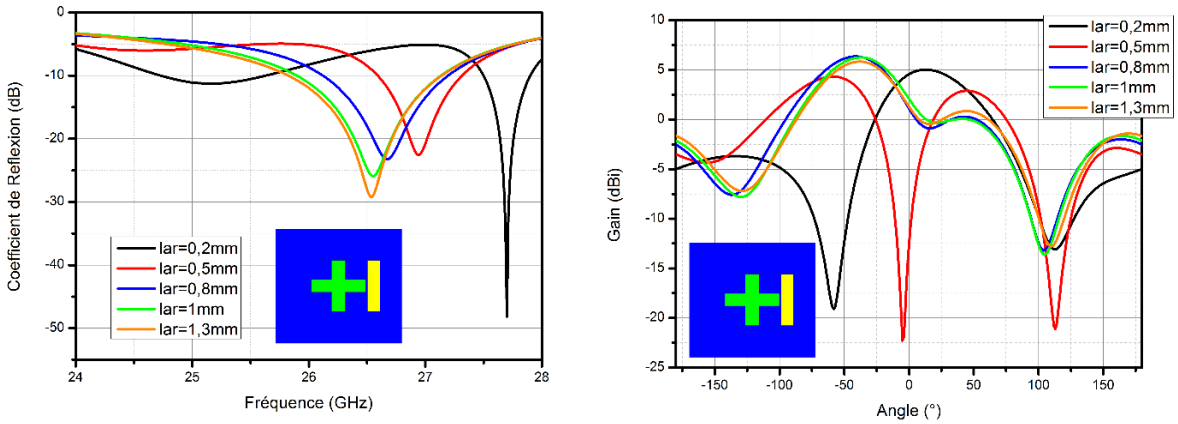


Figure 3. 19: Distribution du courant surfacique pour l'antenne initiale avec l'élément parasite en position verticale

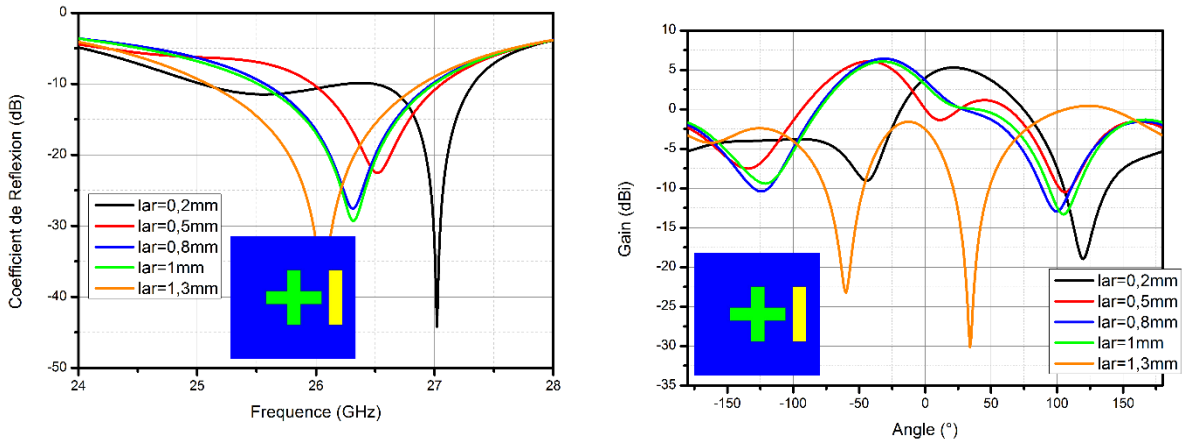
III.1.2. Etudes paramétriques sur la largeur de l'élément parasite

Après l'analyse des premiers résultats des études paramétriques, nous avons constaté qu'il était nécessaire de bien choisir l'emplacement de l'élément parasite pour influencer la distribution du courant surfacique afin de changer la direction du diagramme de rayonnement. La seconde étape consiste à optimiser la taille de l'élément parasite et à trouver la position idéale pour obtenir le maximum de dépointage du faisceau avec une bonne adaptation. Ainsi, plusieurs études ont été faites, elles consistent à fixer la position de l'élément parasite et à faire varier sa largeur. Pour chaque cas, les courbes des coefficients de réflexion et des diagrammes de rayonnement dans le plan yoz (phi=90°) (port 1 excité) ont été tracées (Figures 3.20 – 3.23).



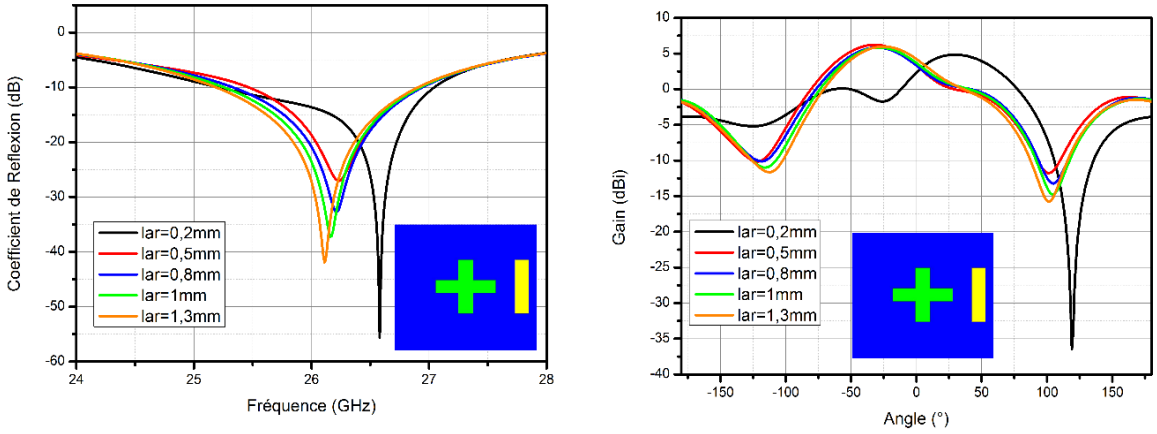
(a) **(b)**

Figure 3. 20 : (a) Coefficients de réflexions, (b) Composante Gphi du diagramme de rayonnement dans le plan yoz à la fréquence de 26GHz pour différentes valeurs de la largeur de l'élément parasite pour gap=0,2mm



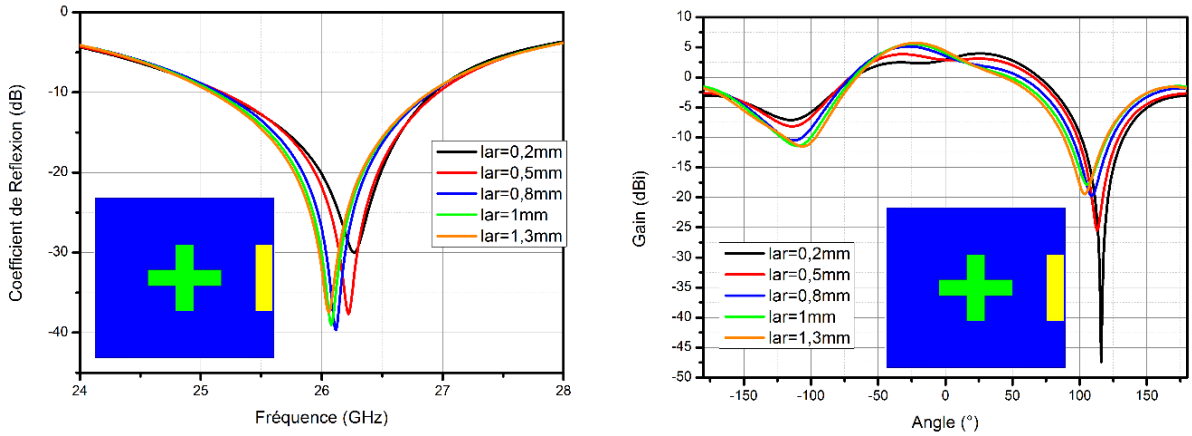
(a) **(b)**

Figure 3. 21: (a) Coefficients de réflexion, (b) Composant Gphi du diagramme de rayonnement dans le plan yoz à la fréquence de 26GHz pour différentes valeurs de la largeur de l'élément parasite pour gap=0,4mm



(a) **(b)**

Figure 3. 22: (a) Coefficients de réflexion, (b) Composant Gphi du diagramme de rayonnement dans le plan yoz à la fréquence de 26GHz pour différentes valeurs de la largeur de l'élément parasite pour gap=0,8mm



(a) **(b)**

Figure 3. 23: (a) Coefficients de réflexion, (b) Composante Gphi du diagramme de rayonnement dans le plan yoz à la fréquence de 26GHz pour différentes valeurs de la largeur de l'élément parasite pour gap=1,3mm

L'ajout de l'élément parasite permet de changer la direction et la forme du faisceau de l'antenne élémentaire. Lorsque l'élément parasite est positionné à gap=0,2mm (Figures 3.20), nous constatons une double résonance à 25,1 GHz et 27,7 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB si la largeur de l'élément est 0,2mm (Figure 3.20.a). Le diagramme de rayonnement n'a pas changé pour cette configuration (Figure 3.20.b). En gardant la même position et en augmentant la largeur de l'élément parasite la première fréquence de résonance

disparait. L'angle de dépointage est autour de -40° dans le plan phi=90° avec un gain maximal de 5,4dBi lorsque la largeur est 0,8mm. Cependant, l'antenne ne travaille pas à la fréquence de 26 GHz mais plutôt à 26,6 GHz. D'autres études paramétriques ont été également faites pour des valeurs de gap= 0,4mm, 0,8mm et 1,3mm (Figures 3.21 – 3.23). Le cas optimal pour l'adaptation et le diagramme de rayonnement de l'antenne est obtenu pour un gap=0,8mm et lar=1mm (Figure 3.22.a et 3.22.b). A ce couple, la bande passante est [25,5-26,5] GHz sous les -10 dB avec un gain de 5,3dBi à -38°. Cette structure permet d'avoir un effet réflecteur sur le diagramme de rayonnement car le faisceau dépointe dans le sens opposé de la position de l'élément parasite. Ceci est intéressant pour la structure à faisceau fixe mais pas dans le cas d'une structure à plusieurs angles de dépointage comme le cas de notre étude. Dans l'optique de changer la direction du faisceau, nous avons jugé nécessaire d'utiliser la technique de commutation par court-circuit.

III.2. Etude paramétrique sur le positionnement du court-circuit sur l'élément parasite

L'idée ici est d'utiliser un via comme court-circuit inséré entre le plan de masse et l'élément de parasite en position verticale (Figure 3.24). L'objectif serait maintenant d'utiliser le court-circuit à l'état connecté ou non c'est-à-dire ON/OFF pour commuter le diagramme de rayonnent. Pour ce faire, on a effectué une seule étude paramétrique qui consiste à changer la position du court-circuit noté *S* sur l'élément parasite.

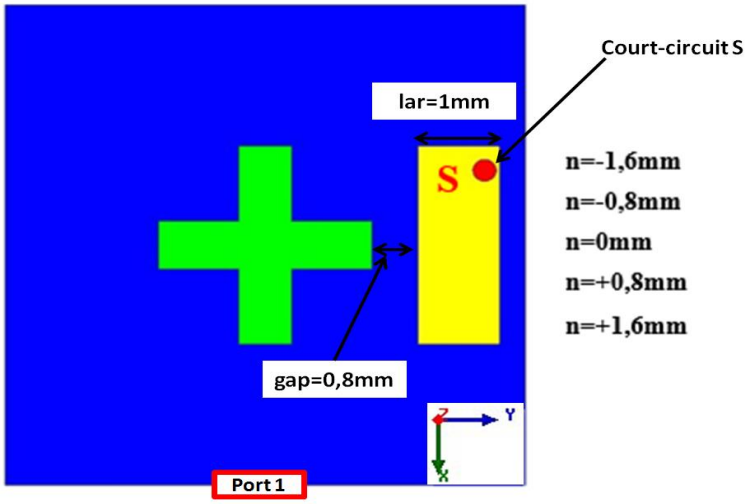


Figure 3. 24 : Structure de l'antenne simple avec un élément parasite en position verticale et court-circuit

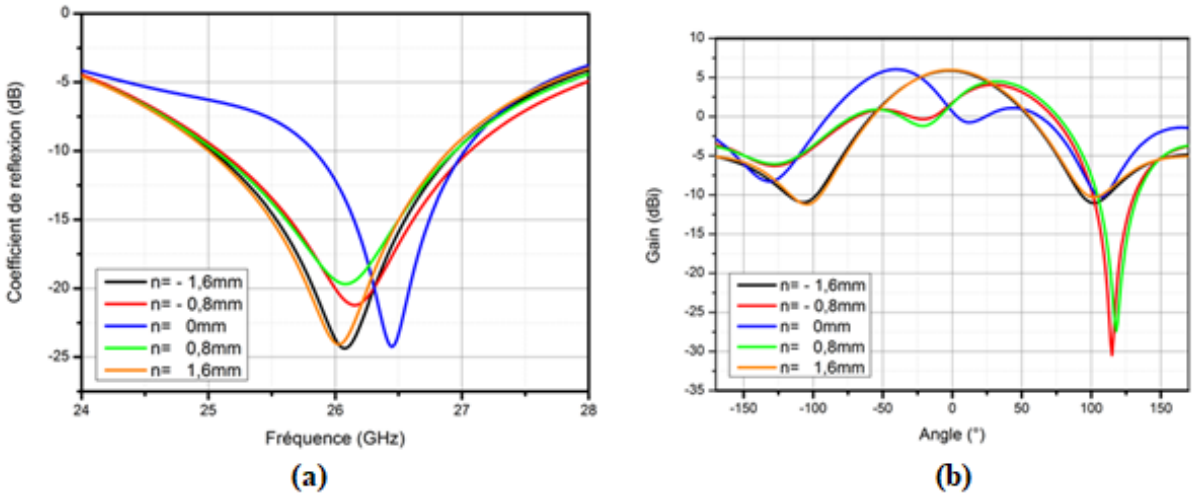


Figure 3. 25: Résultats de simulation de l'étude paramétrique de la position du court-circuit : (a) Coefficients de réflexion, (b) Composant Gphi du diagramme de rayonnement dans le plan yoz à la fréquence de 26GHz

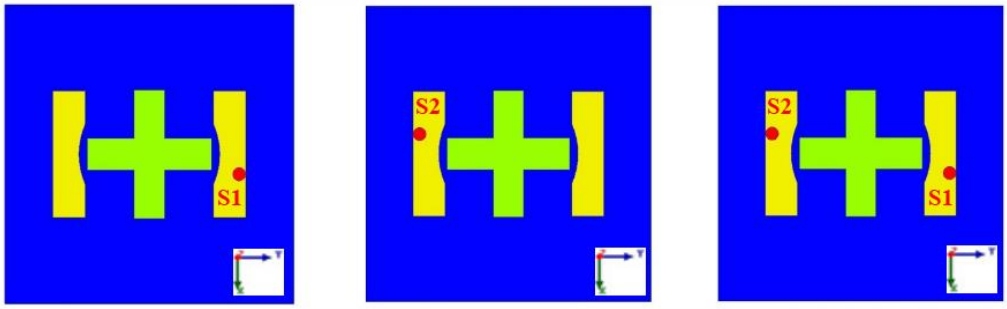
L'étude paramétrique de la position du court-circuit nous a permis d'obtenir plus plusieurs angles de dépointage. L'angle de dépointage -40° dans le plan phi=90° a été obtenu lorsque n=0mm. Nous constatons que pour cette position du court-circuit le comportement du diagramme de rayonnement est similaire à la structure sans court-circuit trouvé précédemment. Ce phénomène peut s'expliquer par la position symétrique du court-circuit sur l'élément parasite. Les positions -1,6mm et +1,6mm présentent des résultats similaires avec un gain maximum de 5,2dBi à 0°. Cependant, les positions -0,8mm et +0,8mm permettent la commutation du diagramme de rayonnement dans la direction souhaitée c'est-à-dire du côté de l'élément parasite sans perdre de performances sur les autres caractéristiques tel que le l'adaptation. L'angle de dépointage est de +30° avec un gain 4,8dBi et mérite d'être amélioré afin d'avoir plus de couverture

IV. Reconfiguration dans les deux plans

IV.1. Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement dans un seul plan

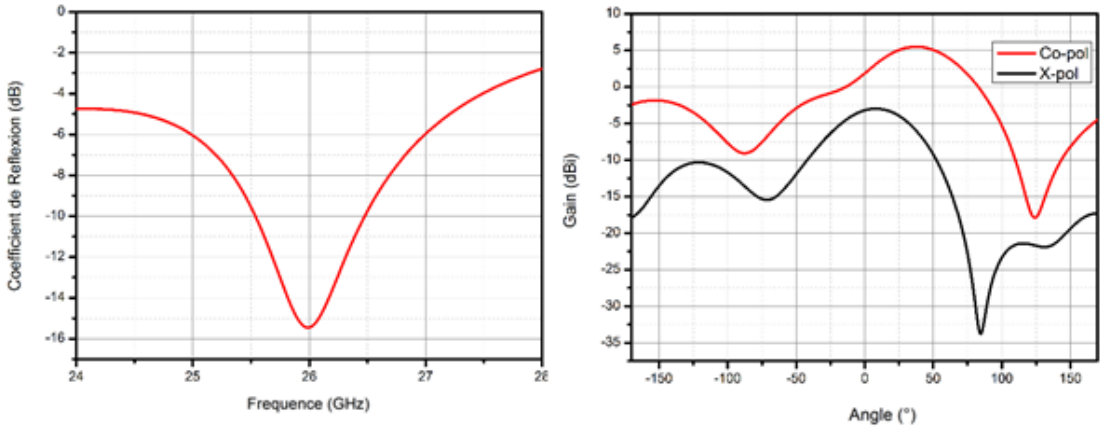
Les résultats sur l'angle de dépointage du faisceau présentés précédemment sont satisfaisants. L'objectif serait d'augmenter la zone de couverture du diagramme de rayonnement en commutant la direction du faisceau dans l'autre demi plan et ceci n'est possible que si on duplique l 'ensemble de l'élément parasite court-circuité dans l'autre partie comme la montre la structure suivante (Figure 3.26). L'étude de cette structure se fera à travers trois

configurations différentes (Figure 3.26). La première configuration consiste à l'activation du court-circuit *S1*. La deuxième configuration correspond au court-circuit *S2* à l'état ON. En fin, la dernière configuration correspond à l'état où tous les deux éléments parasites sont court-circuités. Les résultats des paramètres S et des diagrammes de rayonnement sont présentés Figures 3.27 - 3.29.



(a) **(b)** **(c)**

Figure 3. 26: Structure de l'antenne reconfigurable : (a) configuration 1 (S1 ON) ; (b) configuration 2 (S2 ON) ; (c) configuration 3 (S1 et S2 ON)



(a) **(b)**

Figure 3. 27: Configuration 1 de l'antenne : (a) Coefficient de réflexion, (b) diagramme de rayonnement à la fréquence de 26GHz dans le plan phi =90°

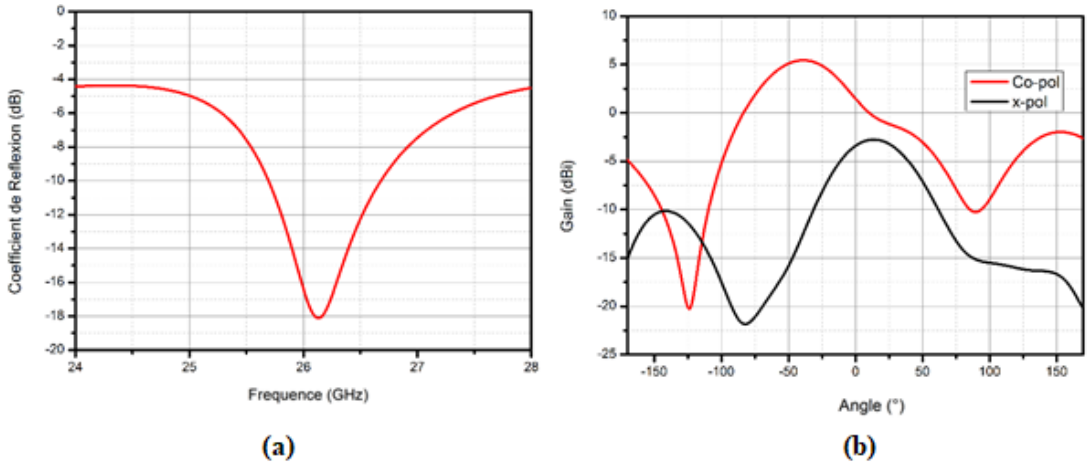


Figure 3. 28: Configuration 2 de l'antenne : (a) Coefficient de réflexion, (b) diagramme de rayonnement à la fréquence de 26GHz dans le plan phi = 90°

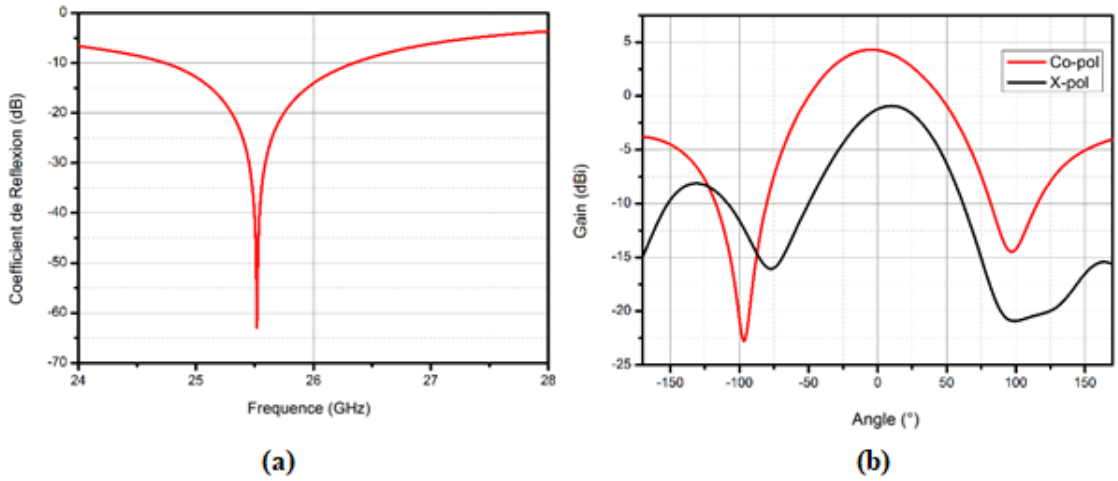


Figure 3. 29: Configuration 3 de l'antenne : (a) Coefficient de réflexion, (b) diagramme de rayonnement à la fréquence de 26GHz dans le plan phi = 90°

Nous pouvons constater que cette nouvelle structure conserve les performances d'adaptation de l'antennes initiale avec toujours un niveau d'adaptation inférieur à -10dB autour de la fréquence 26 GHz. Les Figures 3.27.b, 3.28.b et -3.29.b montrent les diagrammes de rayonnement des trois configurations de l'antenne dans le plan y-z à la fréquence centrale 26 GHz, même si la configuration 3 entraîne un décalage de la fréquence de résonance à 25,5 GHz. On remarque que par commutation, l'antenne permet d'avoir une bonne couverture de 120°. Le niveau du gain obtenu pour les configurations 1 et 2 est plus élevé que celle de la configuration 3 ceci est dû à l'effet directif de part d'autre des éléments parasites. En résumé, les trois configurations de l'antenne pour la reconfiguration dans un seul plan sont données

dans le Tableau 3.2. Bien que ces résultats soient intéressants, la prochaine étape consiste à avoir la reconfiguration du faisceau dans les deux plans orthogonaux. Il est nécessaire de décliner des designs complémentaires.

Tableau 3. 2 : Synthèse des trois configurations de l'antenne

	Switch		Direction	Gain(dBi)	Ouverture dans le plan phi=90°
	S1	S2			
Config. 1	ON	OFF	+y	5,2	(20°, 60°)
Config. 2	OFF	ON	-y	5,2	(-60°, -20°)
Config. 3	ON	ON	z	4,8	(-26°, 26°)

IV.2. Antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement dans les deux plans orthogonaux

Dans cette partie, l'objectif est de rendre l'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement dans les deux plans orthogonaux afin d'avoir une couverture totale. Pour cela, la solution consiste à avoir une structure à un élément rayonnant avec une duplication et rotation de 90° de l'ensemble des éléments parasites court-circuités et de la ligne d'alimentation.

IV.2.1. Structure l'antenne avec quatre éléments parasites et doublement excité

Le système de reconfiguration dans les deux plans est basé sur une double alimentation de l'élément rayonnant. Placé de façon orthogonale, ces deux ports devraient s'associer également avec la commutation des courts-circuits placés sur les bords des éléments parasites. L'idée est d'utiliser le port d'excitation *P1* avec la même procédure décrite dans la partie précédente afin d'obtenir la reconfiguration dans le plan y-z (phi=90°). Ensuite, par commutation avec le port *P2* nous allons obtenir des résultats similaires dans le plan x-z (phi=0°). La structure du système multidirectionnel avec deux ports d'excitation est représentée sur la Figure 3.30. Les deux lignes d'alimentation sont séparées de 0,2mm. En tout, la structure présente six configurations de l'antenne dont trois dans chaque plan orthogonal.

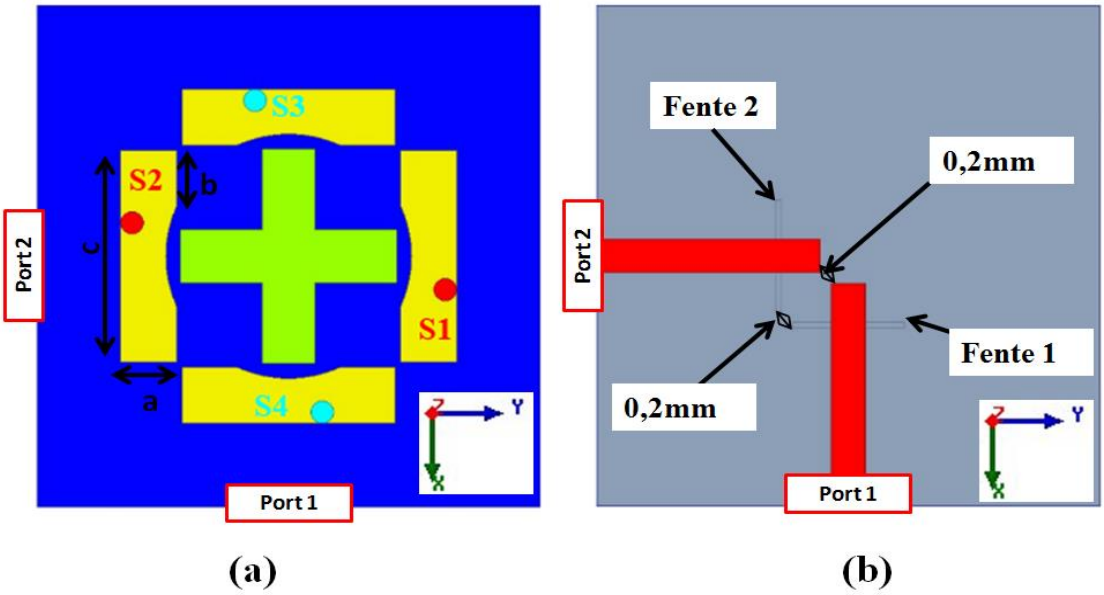


Figure 3. 30: Structure de l'antenne avec double alimentation : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous (a=1mm, b=0,98mm, c=3,8)

Sur les Figures 3.31-3.36, les coefficients de réflexion et les diagrammes de rayonnement des six configurations de l'antenne sont présentés. Le principe de fonctionnement repose sur la commutation des ports. Par exemple, si le port 1 est excité le port 2 est chargé à 50 Ω et inversement lorsque le port 2 est excité le port 1est chargé à 50 Ω. A cela, s'ajoute également la commutation des courts-circuits comme montré Figure 3.30a permettant ainsi d'obtenir la couverture dans le plan yoz (phi=90°) lorsque le port 1 est excité. Alors que S3 et S4 assurent la couverture dans le plan xoz (phi=0°) quand le port 2 est excité.

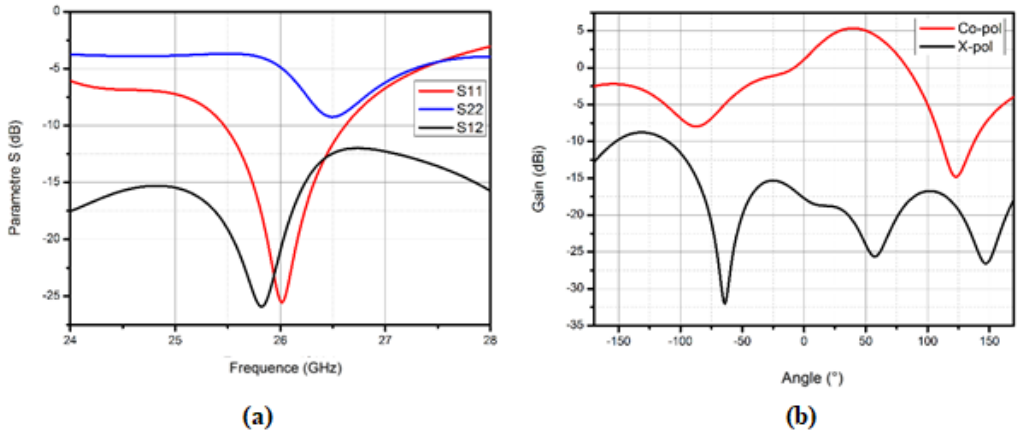


Figure 3. 31 : Configuration 1 de l'antenne (S1 ON) : (a) paramètres S (b) diagramme de rayonnement dans le plan yoz (phi=90°) lorsque le port 1 est excité à la fréquence de 26GHz

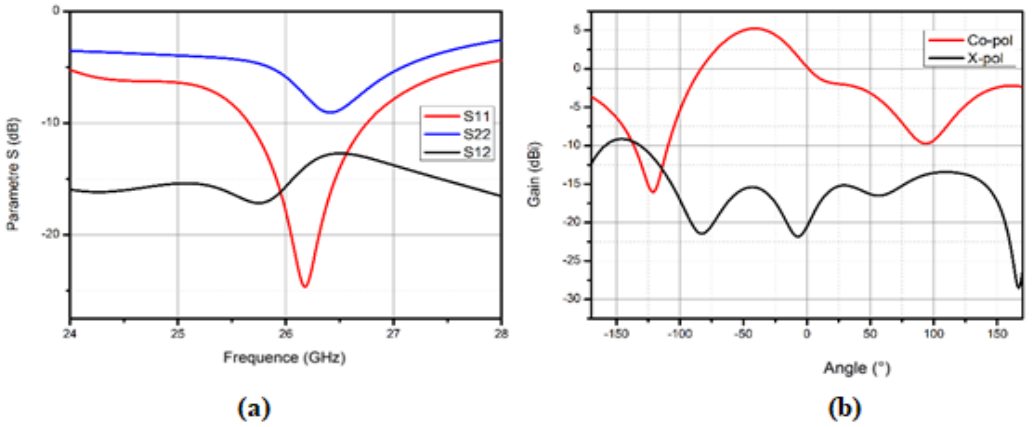


Figure 3. 32 : Configuration 2 de l'antenne (S2 ON) : (a) paramètres S (b) diagramme de rayonnement dans le plan yoz (phi=90°) lorsque le port 1 est excité à la fréquence de 26GHz

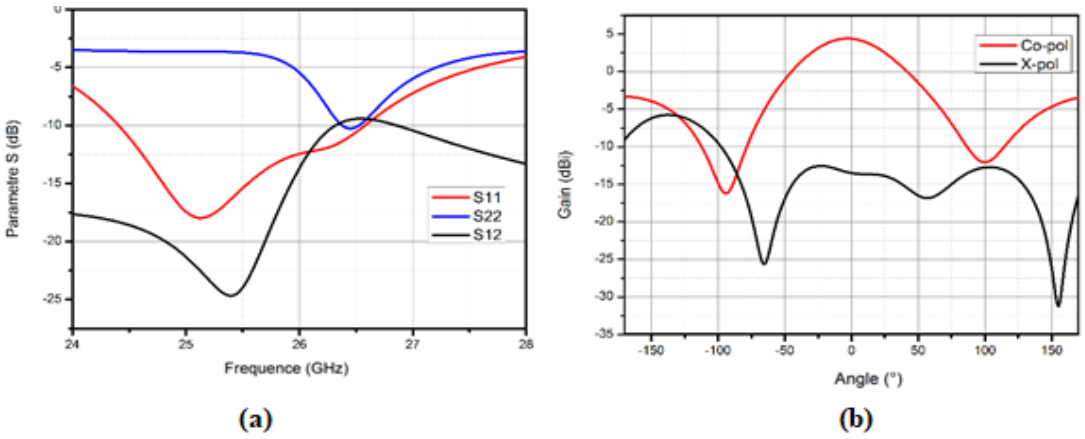


Figure 3. 33: Configuration 3 de l'antenne (S1 et S2 ON) : (a) paramètres S (b) diagramme de rayonnement dans le plan yoz (phi=90°) lorsque le port 1 est excité à la fréquence de 26Ghz

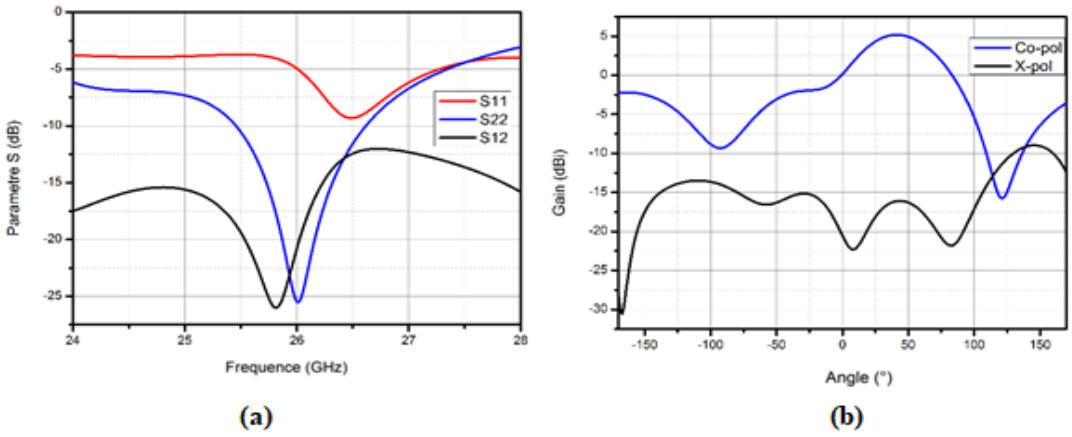


Figure 3. 34: Configuration 4 de l'antenne (S3 ON) : (a) paramètres S (b) diagramme de rayonnement dans le plan xoz (phi=0°) lorsque le port 2 est excité à la fréquence de 26GHz

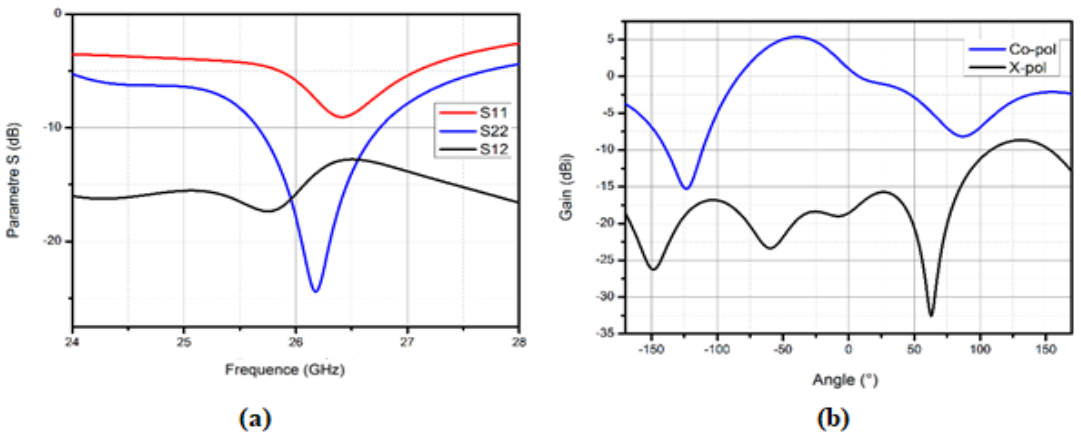


Figure 3. 35: Configuration 5 de l'antenne (S4 ON) : (a) paramètres S (b) diagramme de rayonnement dans le plan xoz (phi=0°) lorsque le port 2 est excité à la fréquence de 26GHz

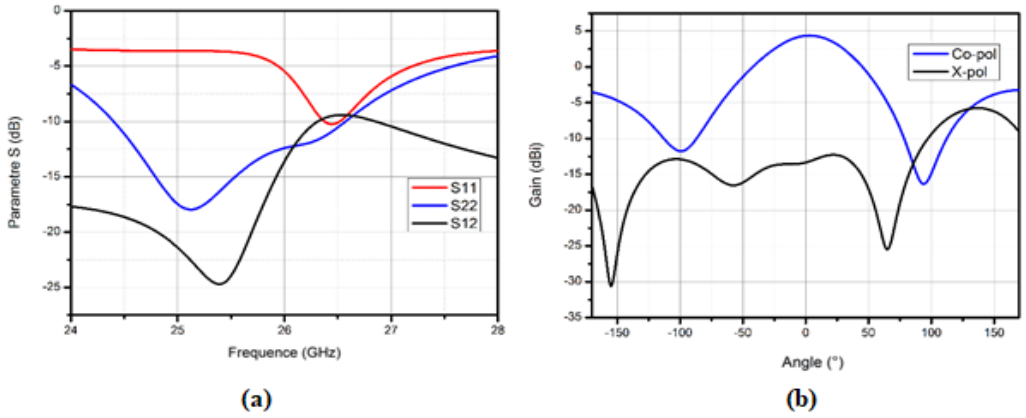


Figure 3. 36: Configuration 6 de l'antenne (S3 et S4 ON) : (a) paramètres S (b) diagramme de rayonnement dans le plan xoz (phi=0°) lorsque le port 2 est excité à la fréquence de 26GHz

IV.2.2. Interprétation

D'après les résultats des simulations, nous remarquons, dans un premier temps, qu'une bonne adaptation a été obtenue pour cette structure. Il apparaît cependant que le coefficient de réflexion $|S11|_{dB}$ de l'antenne présente une bande passante minimale de 1,2 GHz allant de 25,5 à 26,7 GHz lorsque les trois premières configurations sont actives. Cependant, les paramètres de réflexion $|S22|_{dB}$ présentent une résonance aux alentours de 26,5 GHz avec une mauvaise adaptation. Dans ces configurations, l'antenne est entièrement excitée par le port 1 de ce fait la mauvaise adaptation du port 2 n'aura pas d'impact sur l'efficacité totale de l'antenne. Un niveau d'isolation de 12dB a été obtenue pour les deux premières configurations lorsqu'un seul élément parasite est court-circuité. La configuration avec les deux courts-circuits présente une

moins bonne isolation $|S12|_{dB}$ de 9dB (Figures 3.33). Par symétrie orthogonale entre les ports d'excitation et aussi entre les éléments parasites court-circuités, des résultats identiques ont été obtenus dans les trois dernières configurations lorsqu'uniquement le port 2 est excité. Nous pouvons également constater que le niveau de polarisation croisé pour ces cas est devenu très faible.

Une couverture angulaire de 120° du faisceau dans le plan yoz (phi=90°) a été obtenue par combinaison des trois premières configurations lorsque le port 1 est excité (Figures 3.31à 3.33). Des résultats identiques ont été également obtenus dans le plan xoz (phi=0°) avec le port 2 dans les trois dernières configurations (Figures 3.34 à 3.36). Le gain maximum de cette structure est de 5,2dBi. Le Tableau 3.3 présente un résumé des résultats obtenus pour les six configurations de cette structure. Hormis l'isolation, nous remarquons que la présence d'un deuxième port d'excitation n'affecte pas trop les performances de l'antenne mais permet plutôt d'avoir une couverture dans les deux plans orthogonaux.

Tableau 3. 3: Synthèse des six configurations de l'antenne dans les deux plans orthogonaux

	Courts-circuits				Ports		Dir.	**(Co-pol) en dBi**	**X-pol en dBi**	**$\|S12\|_{dB}$ (26GHz)**
	S1	S2	S3	S4	P1	P2				
Config.1	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	+Y	5,1	-23	-12
Config.2	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	-Y	5	-16	-13
Config.3	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	Z∠90°	4,8	-15	-9
Config.4	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	+X	5	-16	-12,5
Config.5	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	-X	5,1	-23	-13
Config.6	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	Z ∠ 0°	4,8	-15	-9

Cette structure devient une antenne idéale pour répondre aux exigences de multi-faisceau pour les systèmes intelligents afin de réduire la consommation énergétique avec faibles

interférences. Elle répond parfaitement à nos objectifs mais nécessite beaucoup de temps d'exécution pour avoir la couverture totale dans les deux plans. Ce qui est un inconvénient avec les attentes de la 5G en termes de latence. L'idéal serait de réduire par un facteur de deux le nombre de configuration tout en gardant les mêmes performances de l'antenne. Dans les paragraphes suivants, nous allons développer une structure avec deux courts-circuits placés orthogonalement sur les éléments parasites.

IV.2.3. Etude de la position du deuxième court-circuit

Cette étude met en évidence l'influence de la position du second court-circuit que nous avons inséré dans l'élément parasite afin d'avoir le dépointage simultané dans les deux plans pour une configuration donnée. L'objectif fixé est de réduire le nombre de configuration de 6 à 3 et d'avoir la reconfiguration du diagramme de rayonnement tout en conservant les performances en termes de la bande passante et de gain de l'antenne. Pour cela, deux cas d'études ont été faites sur chacun des deux courts-circuits S3 et S4 du plan xoz (phi=0°) lorsque le court-circuit S1 dans le plan yoz (phi= 90°) est maintenu fixe.

IV. 2. 3. 1 Configuration de l'antenne pour couvrir les directions (+x, +y)

Le premier cas consiste à maintenir les courts-circuits S1 et S4 dans la structure comme illustrée Figure 3.37. Cette configuration devrait permettre d'avoir un faisceau qui pointe dans le demi-plan yoz (phi=90°) positif lorsque le port 1 est excité et le port 2 chargé à 50 Ω, et dans le demi-plan xoz (phi=0°) positif lorsque le port 2 est excité et le port 1 chargé à 50 Ω.

Les résultats de simulation des coefficients de réflexion et d'isolation entre les deux ports et ceux des diagrammes de rayonnement sont présentés (Figures 3.38-3.39).

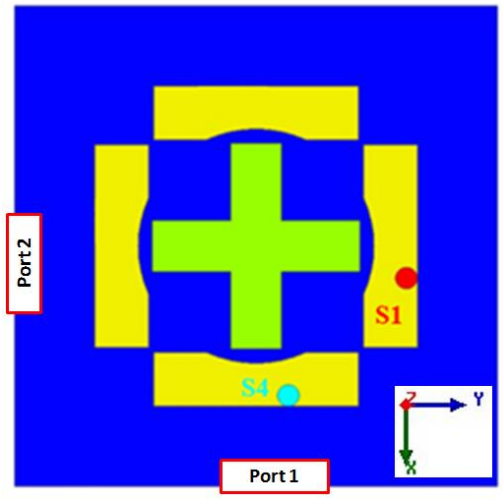


Figure 3. 37 : Structure de l'antenne pour couvrir les directions (+x,+y) avec les courts-circuits (S1 et S4)

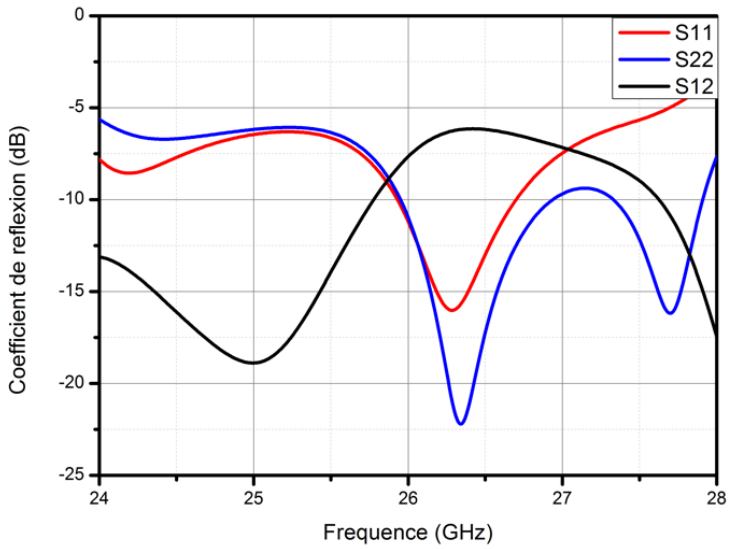


Figure 3. 38: Paramètres S de la structure de l'antenne avec deux courts-circuits : S1 et S4

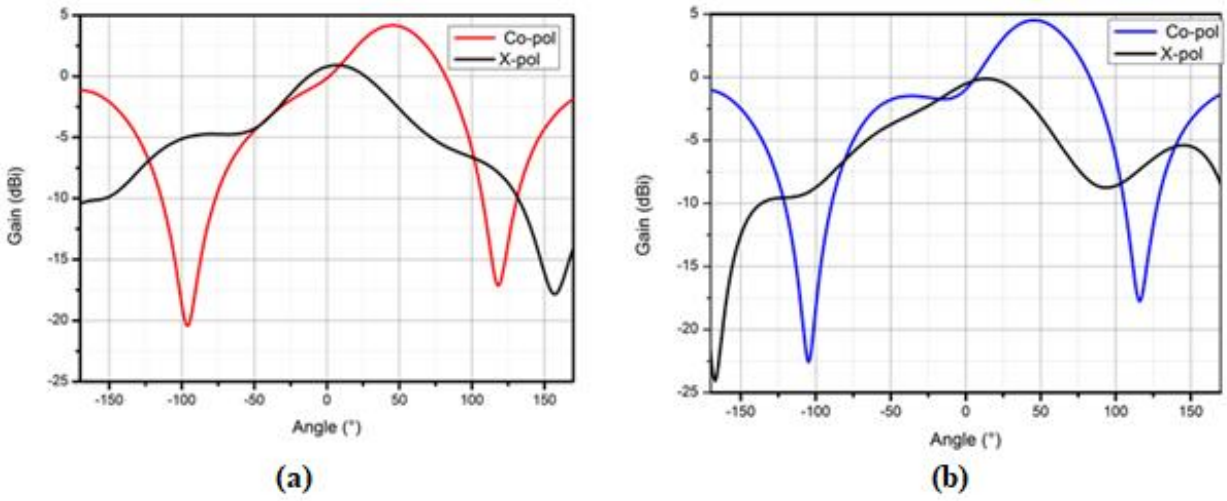


Figure 3. 39 : Diagrammes de rayonnement de la structure à la fréquence 26GHz avec deux courts-circuits S1 et S4 :(a) lorsque le port 1 est excité dans le plan phi=90° et (b) le port 2 excité dans le plan phi=0°

Nous remarquons que les deux coefficients de réflexion ne sont pas identiques et de plus, les fréquences de résonance se sont décalées un peu vers les hautes fréquences. La couverture de la bande passante autour de 26GHz n'est pas trop appréciée (Figure 3.38). Le niveau d'isolation dans cette configuration est faible (environ 6dB). La commutation des diagrammes présente un gain maximum 4,3dBi à +40° dans le plan yoz (phi=90°) lorsque le port 1 est excité et 4,4dBi à +38° dans le plan xoz (phi=0°) lorsque le port 2 est excité. Le niveau de la polarisation croisée des deux états dans cette configuration est également assez élevé (Figure 3.39). Cette configuration présente peu d'avantages sur la commutation des diagrammes de rayonnements et également présente d'énormes inconvénients sur la bande passante et sur l'efficacité. Ce qui nous pousse à aller vers l'étude du deuxième cas d'antenne avec deux courts-circuits.

IV. 2. 3. 2 Configuration de l'antenne pour couvrir les directions (+x, -y)

Dans ce deuxième cas, la structure présentée sur la Figure 3.40 est court-circuitée par S1 pour obtenir le dépointage du faisceau dans le demi-plan yoz (phi=90°) positif si le port 1 est excité et par S3 pour commuter le diagramme de rayonnement dans le demi-plan négatif xoz (phi=0°) lorsque le port 2 est excité. Les résultats de simulation des paramètres S et des diagrammes de cette configuration sont présentés (Figures 3.41-3.42).

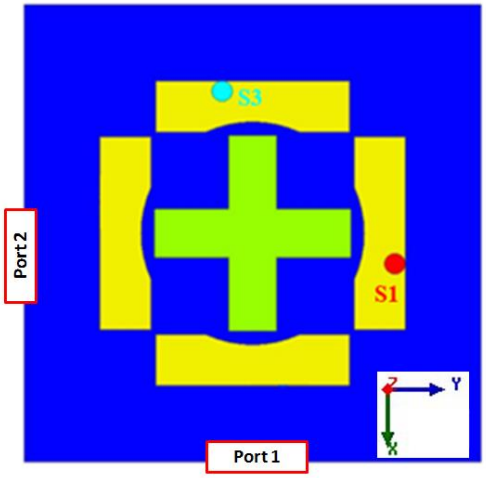


Figure 3. 40: Structure de l'antenne pour couvrir les directions (+x, -y) avec les courts-circuits (S1 et S3)

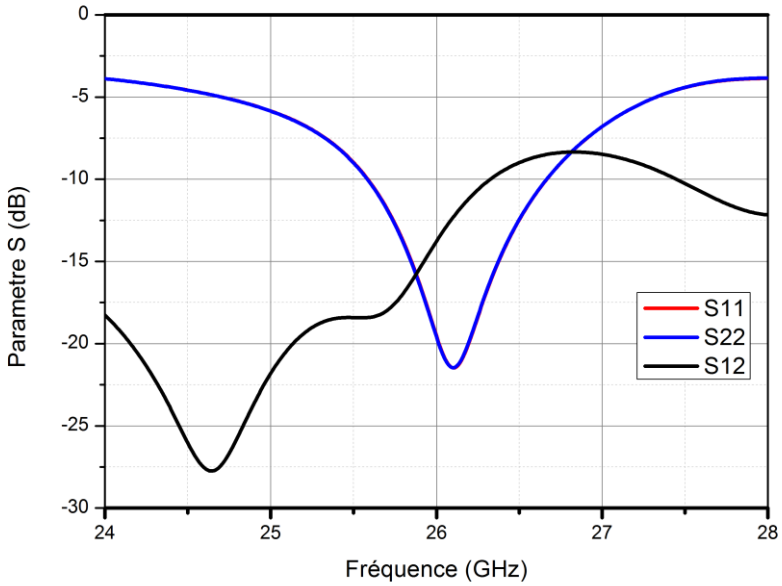


Figure 3. 41: Paramètres S de la structure de l'antenne avec deux courts-circuits : S1 et S3

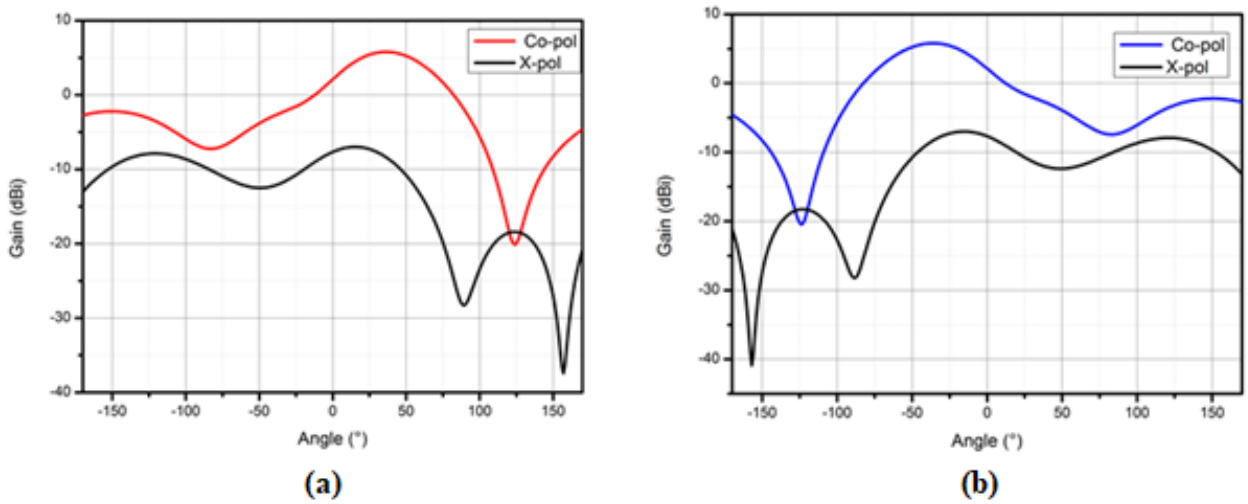


Figure 3. 42 : Diagrammes de rayonnement de la structure à la fréquence 26GHz avec deux courts-circuits S1 et S3 : (a) lorsque le port 1 est excité dans le plan phi=90° et (b) le port 2 excité dans le plan phi=0°

Les coefficients de reflexion $|S11|_{dB}$ et $|S22|_{dB}$ presentent une symétrie parfaite avec une bonne adaptation de -22dB à la fréquence de résonance de 26,1GHz. Une bande passante de 1,3GHz allant de 25,4 à 26,7GHz inférieure à -10dB a été obtenue. Nous pouvons remarquer que le couplage mutuel entre le port 1 et le port 2 reste un peu élevé avec un maximum sur la bande de couverture de -8dB (Figure 3.41). Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation sont tracés pour chaque port d'excitation dans les plans phi 0° et phi 90° comme illustrés sur la Figure 3.42. Les résultats montrent une commutation du faisceau dans les deux plans. Le gain maximal de 5dBi a été obtenu pour les deux états de cette configuration avec un angle de dépointage de 32°. Le niveau de la polarisation croisée (x-pol) dans les deux états reste relativement faible à -13dB en dessous de la polarisation principale (co-pol).

IV. 2. 3. 3 Interprétation

Dans cette étude, nous avons constaté que la position du second court-circuit est importante afin d'obtenir de bonnes performances pour la structure avec double faisceau. Le premier cas montre que la non-symétrie orthogonale des courts-circuits par rapport aux lignes microruban entraine deux courbes de paramètres de coefficients réflexion différentes avec un faible niveau du coefficient d'isolation entre les deux ports d'excitation. Cependant, dans le deuxième cas la position symétrie orthogonale des deux courts-circuits par rapport aux lignes d'alimentation permet d'avoir deux courbes de coefficients de réflexion identiques avec un niveau isolation 8dB un peu moins faible que le premier cas. Dans cette dernière configuration, l'angle de dépointage du diagramme de rayonnement d'environ 32° est devenu moins important dû à

l'effet réflecteur créé par la présence du deuxième court-circuit. En résumé, nous pouvons constater que l'utilisation simultanée du couple (S1, S4) permet d'avoir un bon angle de dépointage avec des mauvais résultats concernant les paramètres S alors que le couple (S1, S3) offre une superposition parfaite des courbes de coefficients de réflexion mais des résultats des diagrammes de rayonnement peu satisfaisants.

Pour conclure, cette étude montre que la position du second court-circuit joue un rôle crucial dans les performances de l'antenne afin de combiner une bonne adaptation, amélioration de l'isolation, mais aussi un bon angle de dépointage. Pour améliorer ces résultats sur l'isolation entre les ports d'excitation et augmenter l'angle de dépointage du faisceau et le niveau du gain d'autres études ont été réalisées.

IV.3. Augmentation de la directivité et la couverture par le principe de Yagi

Dans le but d'augmenter le gain et l'angle de dépointage dans la direction de l'alignement de l'élément parasite court-circuité, l'idée première serait de faire appel la technologie de Yagi. Ce principe a été inventé par les ingénieurs Japonais Hidetsugu Yagi et Shintaro Uda de l'université Tohoru de Sendai en 1924 et constitue un excellent candidat dans l'optique d'augmenter le gain avec un bon angle de dépointage du faisceau [6][7]. En partant de ce principe des directeurs ont été ajoutés sur la structure comme illustré sur la Figure 3.43.

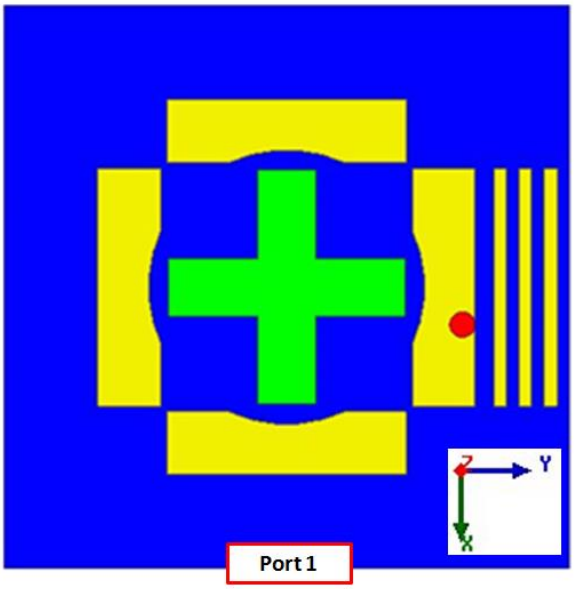


Figure 3. 43: Les différentes étapes de la structure quasi-Yagi

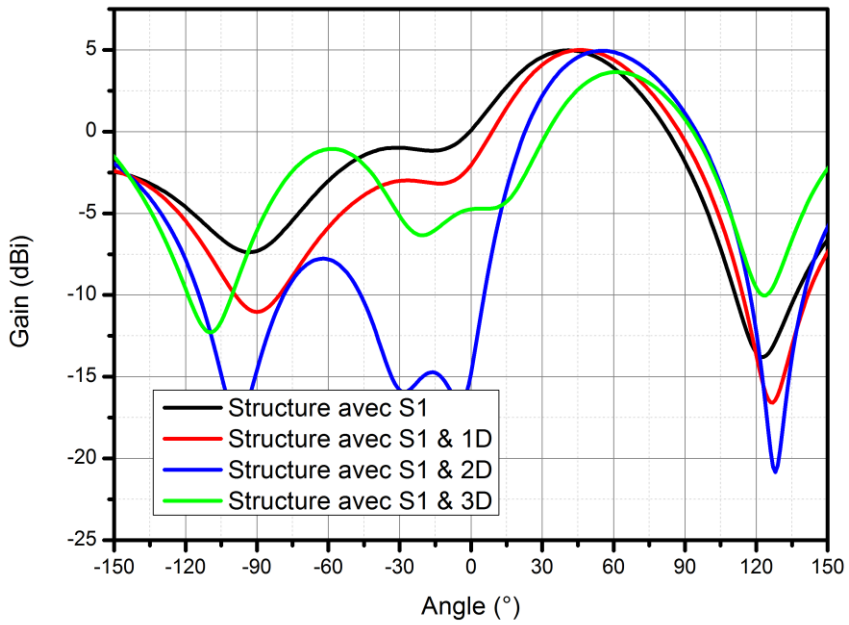


Figure 3. 44: Comparaison des différents diagrammes de rayonnement dans le processus de Yagi

La Figure 3.44 présente les résultats des diagrammes de rayonnement d'une étude de comparaison entre la structure à l'élément court-circuité avec et sans directeurs. Ces derniers ont été ajoutés successivement un par un dans la structure. L'ajout du premier directeur a permis de changer l'angle de dépointage du faisceau de 38° à 45° avec le même niveau de gain. Lorsque nous ajoutons un deuxième directeur, nous constatons un angle de dépointage du faisceau de 55° avec un très faible rayonnement arrière. Cependant, l'ajout d'un troisième directeur n'est pas du tout intéressant du fait de la réduction du gain et de l'apparition d'un niveau assez élevé du lobe secondaire. Pour cette étude, nous pouvons conclure que la configuration avec deux directeurs constitue la structure idéale. L'objectif serait de généraliser cette configuration pour les quatre côtés de l'antenne.

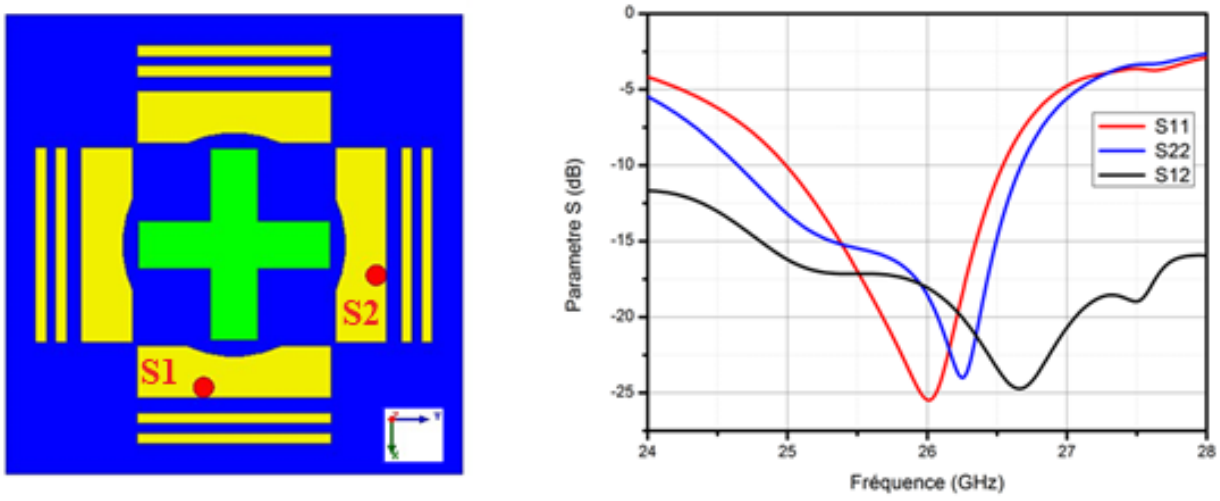
IV.4. Antenne reconfigurable avec double polarisation

Il est noté précédemment que la structure avec quatre courts-circuits permettait de produire trois faisceaux dans chacun des deux plans orthogonaux. Lorsqu'on voulait réduire le nombre de configuration en utilisant deux courts-circuits simultanément le niveau d'isolation entre les deux ports est devenu très élevé avec réduction de l'angle de dépointage du diagramme de rayonnement commutable dans les axes orthogonaux à l'axe z. Une étude d'optimisation sur la position du second court-circuit a été faite afin de réduire le niveau du coefficient d'isolation.

Pour cela, une position idéale a été trouvée. Concernant l'amélioration de l'angle de dépointage la technique Yagi développée dans le paragraphe ci-dessus montre des résultats satisfaisants. En combinant l'état de ces courts-circuits *Si* (ON/OFF) et l'excitation alternée ON/OFF des deux lignes d'alimentation (l'autre chargée à 50 Ω), le maximum du gain peut être dépointé dans des directions privilégiées. La structure devient reconfigurable en diagramme de rayonnement avec une double polarisation. Nous présentons trois configurations possibles permettant une modification de la distribution des courants surfacique selon le positionnement judicieux des courts-circuits dans les éléments parasites.

IV.4.1. Première configuration

Pour la première mode de configuration, lorsque S1 et S2 sont à l'état ON (Figure 3.45.a). Le maximum du gain est dirigé vers les éléments parasites 1 ou 2. Le diagramme de rayonnent est directif dans le demi plan +y (phi=90°) si le port d'excitation 1 est ON ou dans le demi plan +x (phi=0°) si le port d'excitation 2 est ON (Figures 3.46.a et 3.46.b).



(a) **(b)**

Figure 3. 45: (a) Configuration 1 de l'antenne et (b) les paramètre S

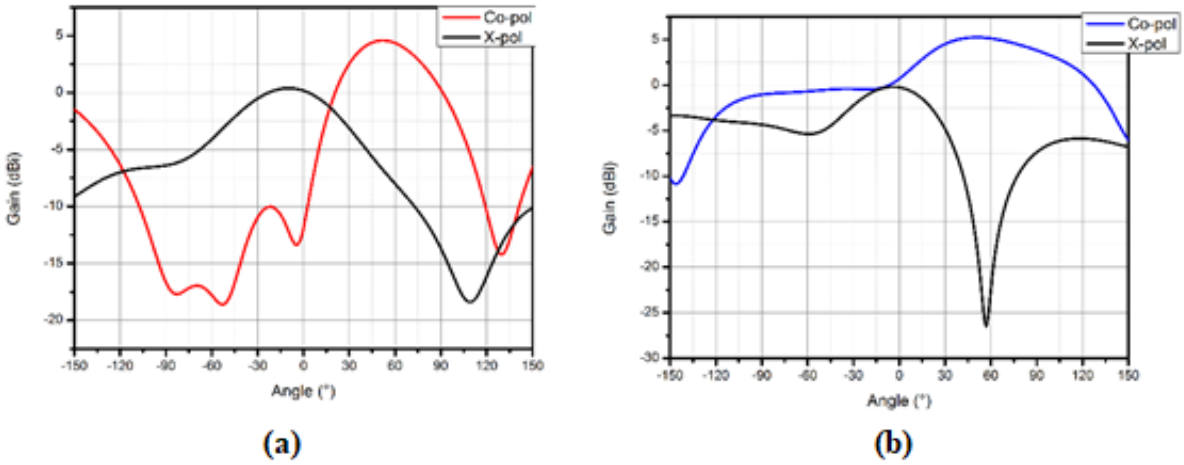


Figure 3. 46 : Diagrammes de rayonnement de la configuration 1 de l'antenne : (a) lorsque le port 1 est excité dans le plan phi=90° et (b) le port 2 excité dans le plan phi=0°

IV.4.2. Deuxième configuration

La deuxième configuration est active si S3 et S4 sont à l'état ON (Figure 3.47.a). Le faisceau est directif dans le demi plan -y (phi=90°) si le port d'excitation 1 est ON ou dans le demi plan -x (phi=0°) si le port d'excitation 2 est ON (Figures 3.48.a et 3.48.b).

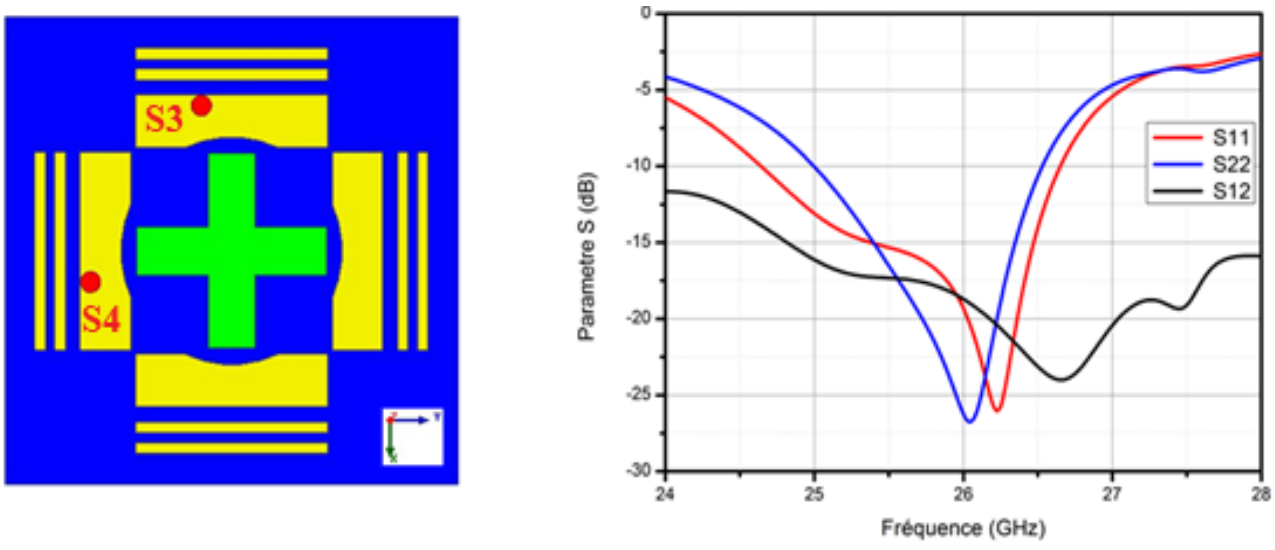


Figure 3. 47: (a) Configuration 2 de l'antenne et (b) Paramètre S

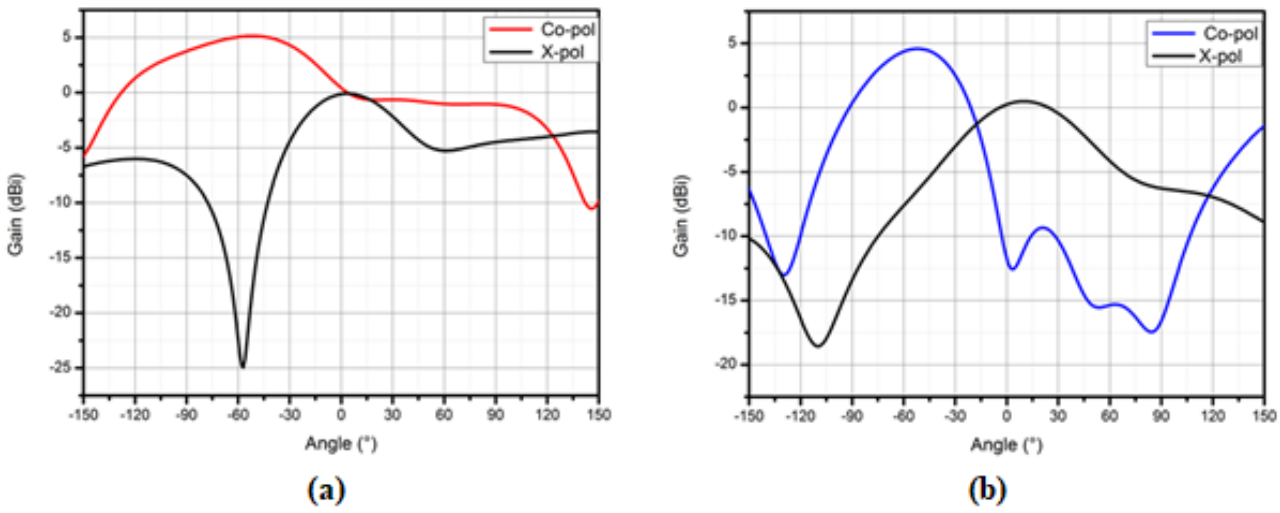


Figure 3. 48: Diagrammes de rayonnement de la configuration 2 de l'antenne : (a) lorsque le port 1 est excité dans le plan phi=90° et (b) le port 2 excité dans le plan phi=0°

IV.4.3. Troisième configuration

La troisième et dernière configuration est obtenue lorsque tous les éléments parasites sont court-circuités (S1, S2, S3' et S4' ON) (Figure 3.49.a). La distribution des courants surfaciques est équilibrée par rapport aux éléments parasites donc le maximum l'énergie est centrée sur l'axe z quel que soit le port d'excitation choisi (Figures 3.49.a et 3.49.b).

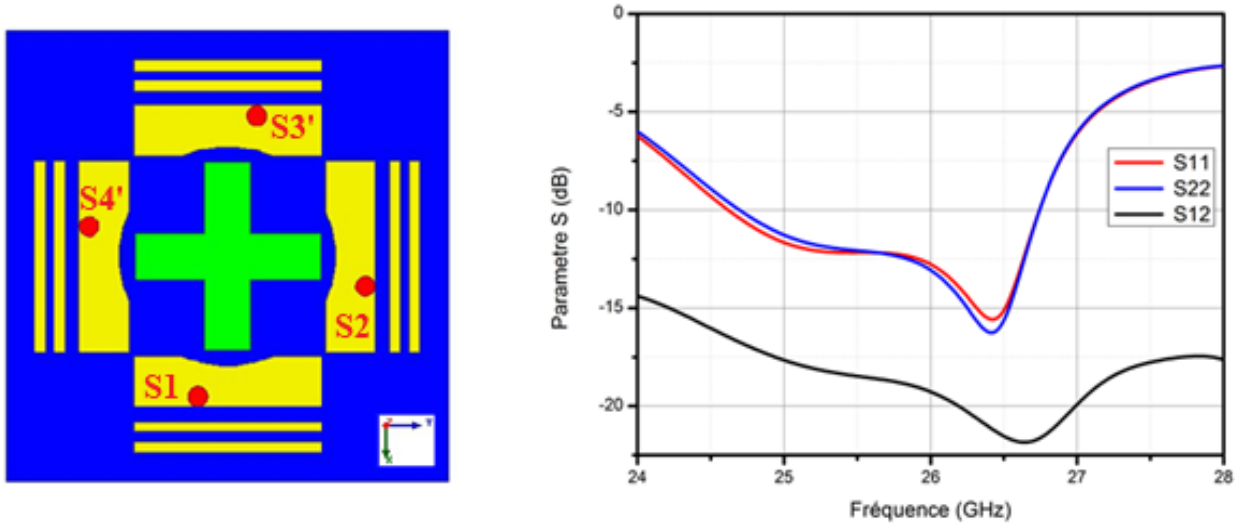


Figure 3. 49: (a) Configuration 3 de l'antenne et (b) Paramètre S

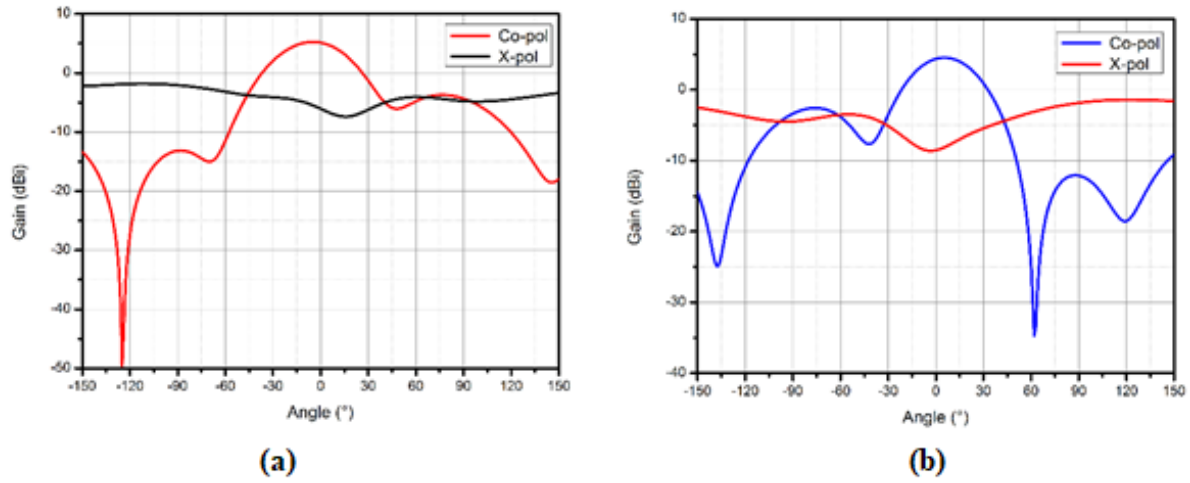


Figure 3. 50: Diagrammes de rayonnement de la configurations 3 de l'antenne : (a) lorsque le port 1 est excité dans le plan phi=90° et (b) le port 2 excité dans le plan phi=0°

Le Tableau 3.4 présente un résumé des trois configurations de l'antenne sur la combinaison des différentes commutations entre les ports d'excitations et les courts-circuits.

Tableau 3. 4 : Récapitulatif des différentes configurations de l'antenne

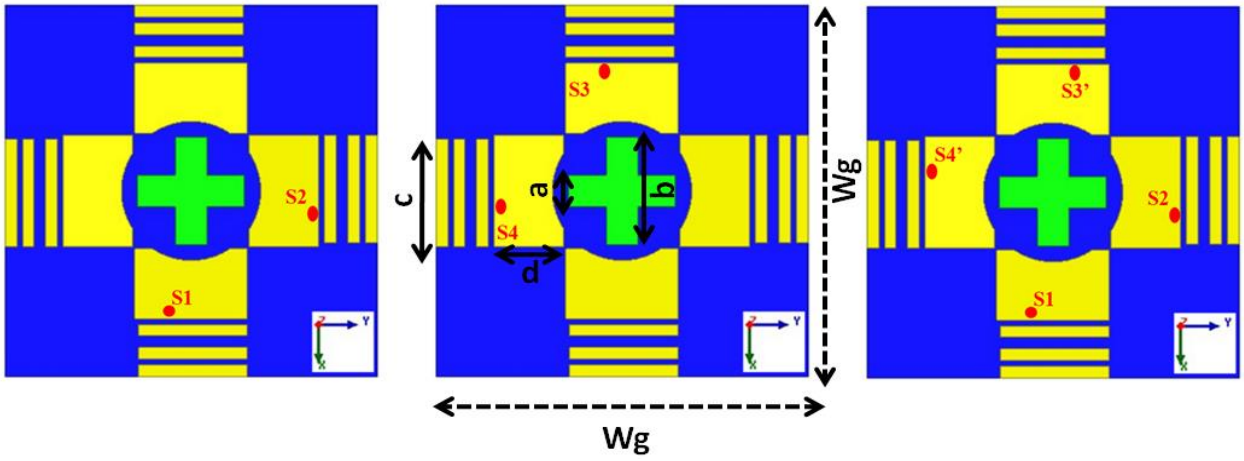
	Court-circuit						Ports		Plan		Gain (dBi)	Ouverture
	S1	S2	S3	S4	S3'	S4'	P1	P2	xoz	yoz		
Config.1	ON	ON	X	X	X	X	1	0	-	53°	4,9	62°
							0	1	55°	-	5,1	98°
Config.2	X	X	ON	ON	X	X	1	0	-	-55°	5	98°
							0	1	-53°	-	4,85	62°
Config.3	ON	ON	X	X	ON	ON	1	0	-	0°	5	54°
							0	1	0°	-	5	47°

V. Validation expérimentale

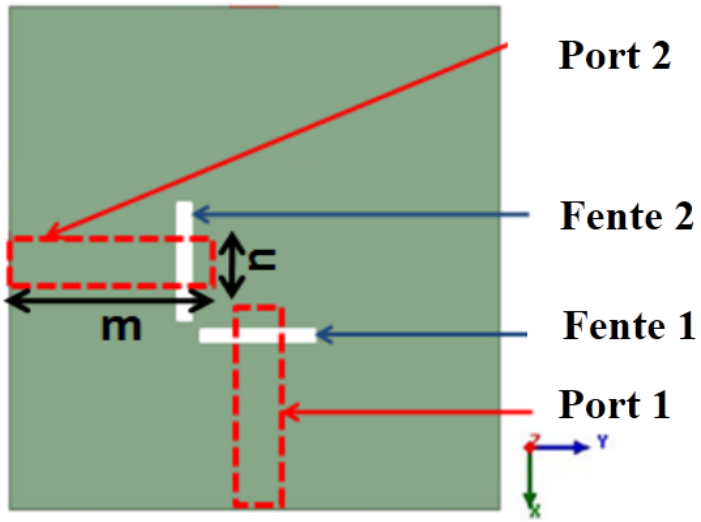
Cette partie de ce chapitre s'intéresse à la validation expérimentale de la structure de l'antenne proposée. Pour ce faire, nous avons repris les procédures de conception pour lequel l'optimisation se fera à 10GHz car dans notre laboratoire les instruments de mesures ne sont pas opérationnels à la fréquence de 26GHz. A cela s'ajoute également les difficultés de réalisation des antennes dans les bandes millimétriques. La première partie va permettre d'étudier analytiquement et de valider cette dernière structure par une simulation électromagnétique à la fréquence de résonance de 10GHz. Une fois les performances attendues obtenues, nous allons passer à la fabrication des prototypes des différentes configurations de l'antenne. La dernière étape consistera à présenter les résultats de simulations et de mesures des paramètres S et des diagrammes de rayonnement des trois configurations.

V.1. Structure de l'antenne à 10 GHz

Dans cette structure, le système antennaire multidirectionnels a été optimisé à 10,4GHz afin d'obtenir des résultats similaires à la structure précédente à la fréquence de résonance de 26GHz. La Figure 3.51 présente les trois configurations de l'antenne et la couche inferieure sur laquelle les lignes d'alimentations sont imprimées. Tout en gardant les mêmes procédures d'optimisation, des changements ont été apporté sur le second substrat sur lequel est imprimé les deux lignes d'alimentation (Figure 3.51.c). Le Roger Duroid 5800 caractérisé par sa permittivité relative de 2,2 et sa tangente de perte 0,009 avec une épaisseur de 0,787mm a été choisi pour remplacer le substrat Ar1000. D'autres études d'optimisation ont été faites sur la taille et position de la fente sur le plan de masse et également sur la taille de l'élément rayonnant afin d'avoir une adaptation inférieure à -10dB autour de la fréquence de résonance. Concernant la reconfiguration du diagramme de rayonnement, des études d'optimisation sur la position des courts-circuits sur les éléments parasites ont été d'une grande importance. Après avoir obtenu cette position, l'ajout des directeurs a permis d'augmenter le gain avec un angle de dépointage beaucoup plus intéressant. Ici, trois directeurs ont été nécessaires pour obtenir de meilleurs résultats (Figure 3.51).



(a) **(b)** **(c)**



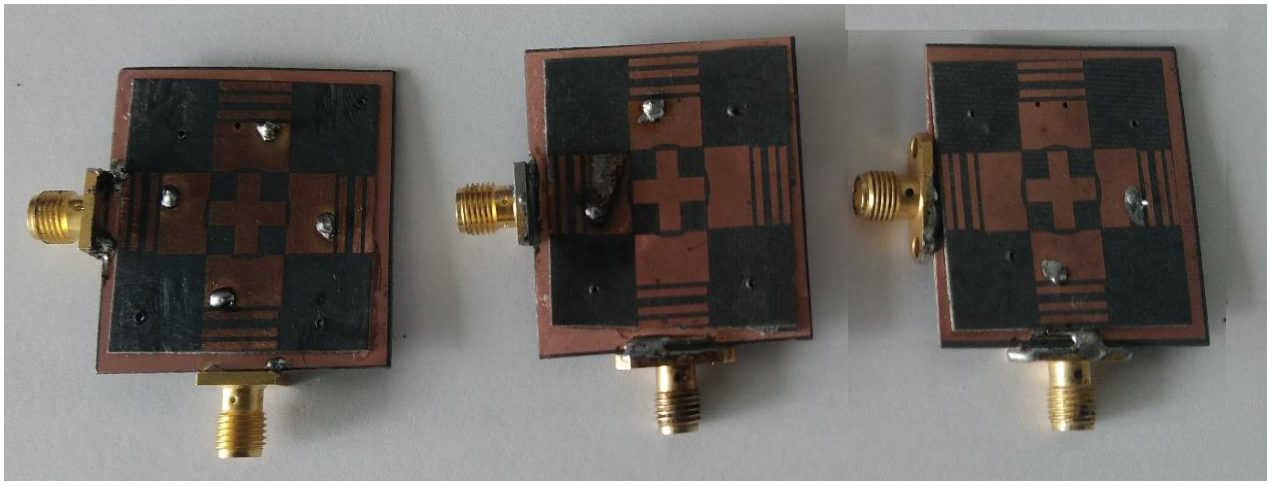
(d)

Figure 3. 51: les différentes configurations de l'antenne : (a) config.1 ; (b) config. 2 ; (c) config.3 et (d) les deux ports d'excitations

(a= 2,93mm; b= 9,8mm; c= 9,35mm; d= 6mm; m=14,5mm; n 2,5mm; wg= 30mm; fente=0,4x5mm^2)

Les trois prototypes de la structure ont été réalisés et chacun correspond à une configuration donnée de l'antenne. La photographie des prototype fabriqués est illustrée (Figure 3.52). Les trois prototypes ont été conçus sur deux couches de substrats de type Rogers Duroid^{TM} 5880 de caractéristiques identiques. Dans la réalisation, il était difficile de mettre en œuvre une telle antenne car cela a nécessité beaucoup de précision sur la superposition des différentes couches. A cela s'ajoute également la difficulté d'intégrer les courts-circuits. Ici, les courts-circuits *S* ont été modélisés par la présence d'un via (fil métallique) lorsque ***S*** est à

l'état ON et l'absence d'un via lorsque le court-circuit est à l'état OFF. La taille globale de l'antenne réalisée est de 45x45 mm^2.



(a) **(b)** **(c)**

Figure 3.52: les trois configurations de l'antenne : (a) Config 3 ; (b) Config 2 ; (c) Config 1

V.2. Paramètres S des différentes configurations

Les différentes configurations de la structure de l'antenne ont été mesurées en utilisant un analyseur de réseau vectoriel de type Agilent Rohde & Schwarz ZVM (10MHz-20GHz). Les mesures de coefficients de réflexions et d'isolation ont été faites dans la bande de fréquence [8GHz - 12GHz]. Les résultats de simulation et de mesure des paramètres S de chaque configuration de l'antenne en fonction de la fréquence sont présentés (Figure 3.53 - 3.55).

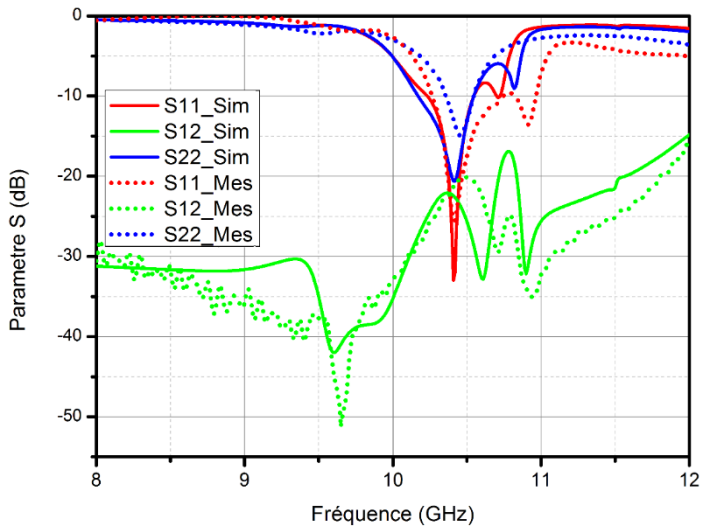


Figure 3. 53: Paramètres S simulés et mesurés de la configuration 1

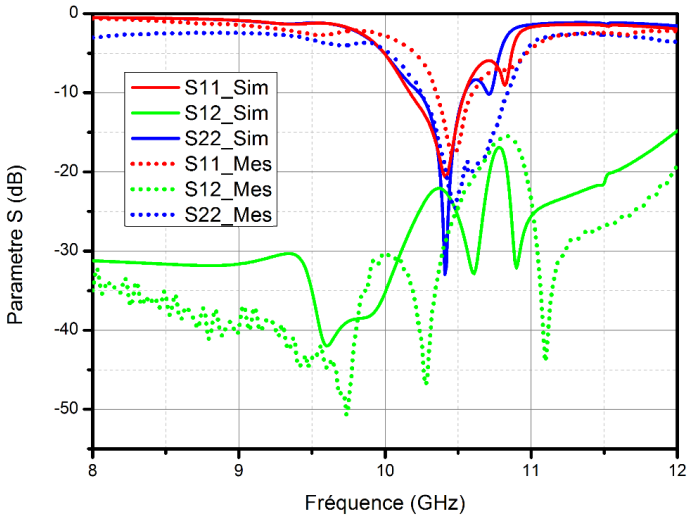


Figure 3. 54 : Paramètres S simulés et mesurés de la configuration 2

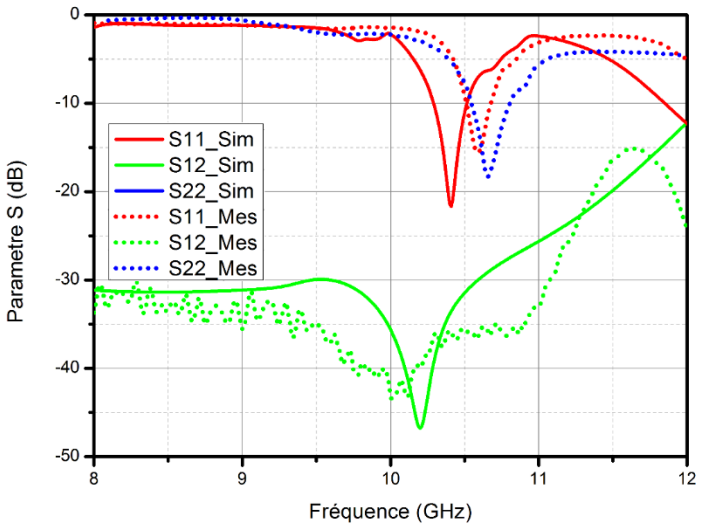


Figure 3. 55 : Paramètres S simulés et mesurés S de la configuration 3

Nous remarquons une bonne concordance entre les simulations et les mesures dans chaque configuration de l'antenne. Au niveau de l'adaptation, le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB sur la bande de fréquence 10,2 à 10,6GHz avec un maximum d'isolation de 20dB entre les ports d'excitation pour la même bande. Le Tableau 3.5 présente un résumé de l'ensemble des paramètres S obtenus pour les simulations et les mesures.

Tableau 3. 5: Paramètres S simulés et mesures pour les trois configurations de l'antenne à la fréquence de résonance

	Simulation			Mesure		
Paramètres S	$\|S11\|_{dB}$	$\|S22\|_{dB}$	$\|S12\|_{dB}$	$\|S11\|_{dB}$	$\|S22\|_{dB}$	$\|S12\|_{dB}$
Config. 1	-33	-21	-22	-25	-15	-20
Config. 2	-21	-33	-22	-17	-27	-30
Config. 3	-22	-22	-44	-15	-18	-35

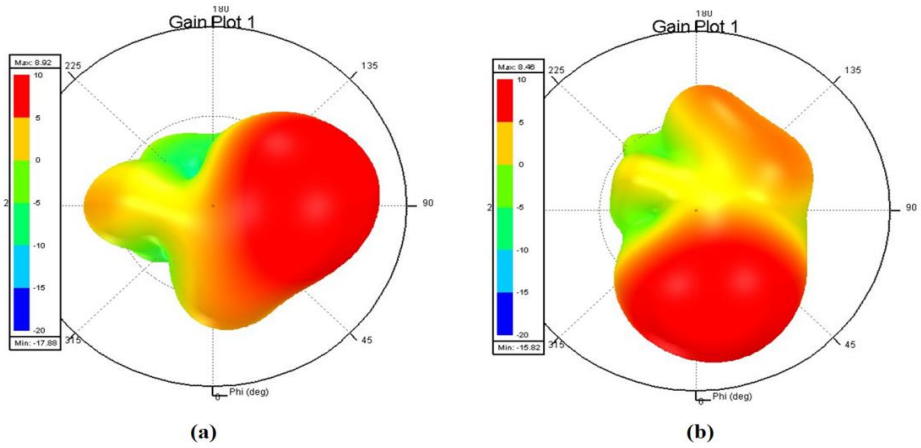
V.3. Mesures des diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnements 3D des trois configurations sont présentés Figures 3.56 à 3.58. Comme précédemment, la structure de l'antenne à 10,4GHz présente six faisceaux directifs, trois dans chaque plan orthogonal. Dans le plan yoz (phi=90°), les directions θ=-50°, +50° et 0° ont été obtenues par commutation entre les trois configurations lorsque le port 1 a été excité. Par symétrie orthogonale, les mêmes directions de dépointage du gain maximal ont été obtenues dans le plan xoz (phi=0°) lorsque le port 2 a été excité. Les valeurs du gain simulées dans cette structure sont comprises entre 8,5 et 7,9dBi. Les gains G_{theta} et G_{phi} simulés et mesurés de l'antenne à la fréquence centrale sont tracés Figures 3.59 à 3.61.

Dans chaque configuration, nous avons comparé les composantes du gain normalisé dans les deux plans orthogonaux xoz (phi=0°) et yoz (phi=90°). Les mesures ont été faites à l'aide du banc 3D du laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) de l'Université Côte d'Azur. Les figures montrent une bonne concordance entre simulations et mesures aussi bien pour la polarisation verticale que pour la polarisation horizontale.

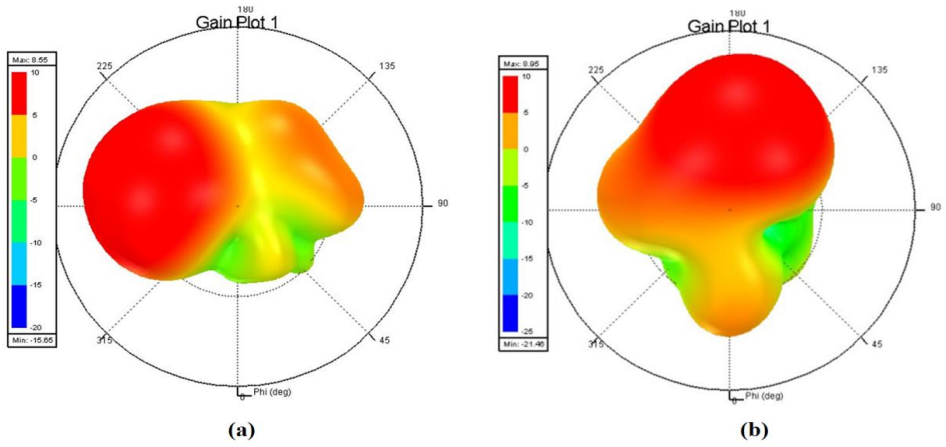
Dans les plans φ = 90° de la première configuration de l'antenne, lorsque le port 1 est excité des atténuations ont été notées sur la courbe du diagramme avec une réduction de 0,7dBi du gain simulé.

Dans le plan φ=0°, de cette même configuration le gain réalisé mesuré maximal est de 7,6dBi. Pour les deux états de la dernière configuration, les co-polarisations ont également subit des déformations par rapport à la simulation. Le gain réalisé mesuré maximal est 8,3dBi lorsque le port 1 est excité et 8,5dBi pour le port 2. Tous ces déformations notées dans la mesure des diagrammes de rayonnement peuvent être expliquées par la difficulté de fabrication de la



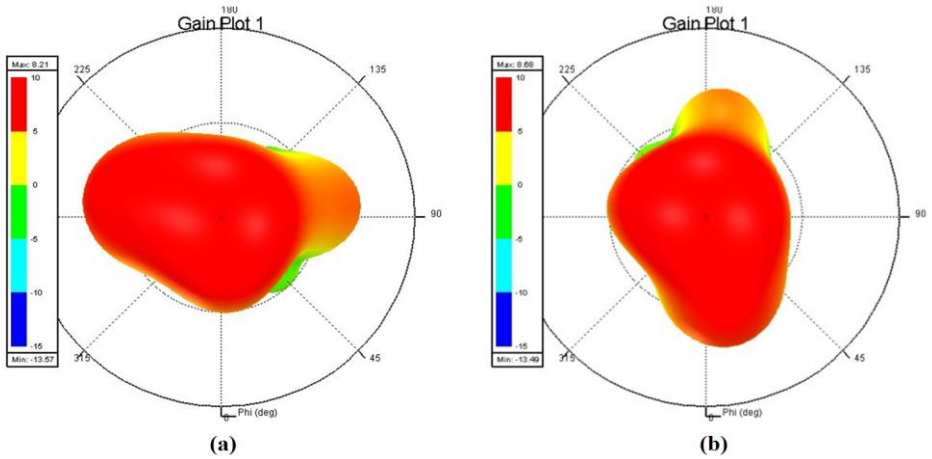
(a) (b)

Figure 3. 56 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés de la configuration 1 de l'antenne à la fréquence de 10,4GHz : (a) port 1 ON dans le plan yoz (phi=90°) ; (b) port 2 ON dans le plan xoz (phi=0°)



(a) (b)

Figure 3. 57 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés de la configuration 2 de l'antenne à la fréquence de 10,4GHz : (a) port 1 ON dans le plan yoz (phi=90°) ; (b) port 2 ON dans le plan xoz (phi=0°)



(a) (b)

Figure 3. 58 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés de la configuration 3 de l'antenne à la fréquence de 10,4GHz : (a) port 1 ON dans le plan yoz (phi=90°) ; (b) port 2 ON dans le plan xoz (phi=0°)

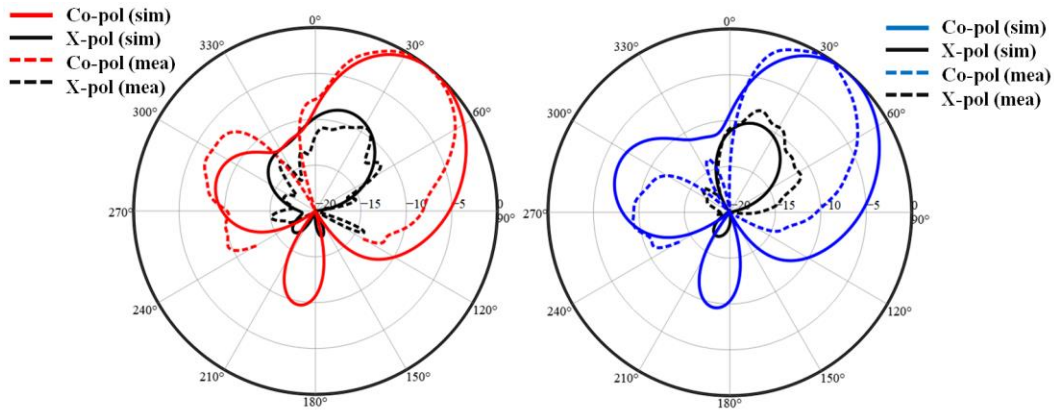


Figure 3. 52 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement en 2D pour la configuration 1 à la fréquence de 10,4GHz : (a) port 1 ON; (b) port 2 ON

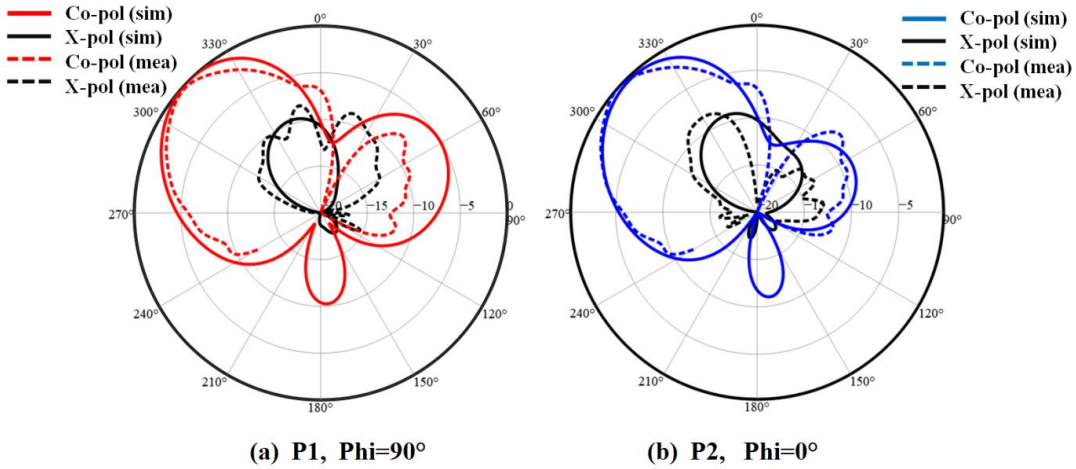


Figure 3. 53: Mesure et simulation du diagramme de rayonnement en 2D pour la configuration 2 à la fréquence de 10,4GHz : (a) port 1 ON ; (b) port 2 ON

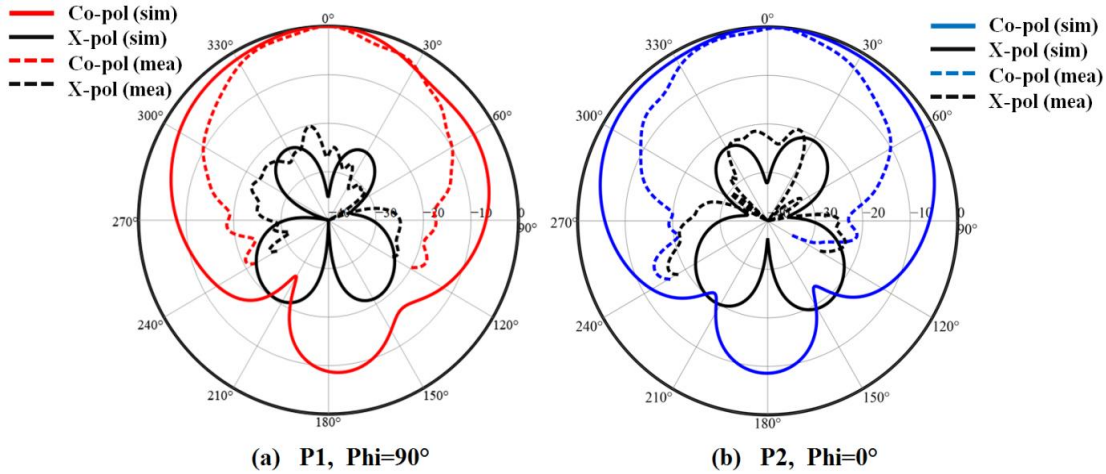


Figure 3. 54 : Mesure et simulation du diagramme de rayonnement en 2D pour la configuration 3 à la fréquence de 10,4GHz : (a) port 1 ON ; (b) port 2 ON

structure ; car les courts-circuits ont une forte influence sur la forme du diagramme de rayonnement. A cela s'ajoute également la présence du câble coaxial connecté avec un port SMA dont sa taille n'est pas négligeable par rapport à celle de l'antenne. Le Tableau 3.6 présente un résumé des six directions des diagrammes de rayonnement obtenus en simulations et en mesures pour les trois configurations de l'antenne.

Tableau 3. 6 : Gain et directions des diagrammes de rayonnement simulées et mesurées pour les trois configurations de l'antenne

	Ports		Gain (dBi)		Plan		Ouvertures mesurées
	P1	P2	Sim	Mes	yoz	xoz	
Config.1	ON	OFF	8,5	7,8	+40°	-	59°
	OFF	ON	7,9	7,6	-	+33°	47°
Config.2	ON	OFF	8,1	7,9	-48°	-	44°
	OFF	ON	8,45	8,2	-	-46°	50°
Config.3	ON	OFF	8,7	8,3	0°	-	50°
	OFF	ON	8,7	8,5	-	0°	47°

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous y avons décrit les caractéristiques d'une antenne patch en présentant les avantages et les inconvénients. Nous avons également traité les différentes techniques d'alimentation d'une telle antenne. L'avantage incontestable de l'alimentation par couplage réside sur le fait d'augmenter la bande passante avec moins d'encombrement sur la couche supérieure de l'antenne, ce qui permet d'intégrer facilement d'autres composants. Cependant, la première antenne que nous avons étudiée est une structure avec un élément en forme de croix. Une très bonne adaptation a été obtenue à la fréquence de résonance de 26GHz.

L'antenne présente une bonne stabilité en gain car le même niveau a été obtenu sur toute la bande de fréquence, avec une efficacité totale simulée supérieure à 90%.

Ensuite, nous avons étudié une configuration lorsque l'élément parasite et l'élément rayonnant sont imprimés sur la même couche du substrat. Ce qui nous a permis de déterminer la position et la dimension de l'élément parasite afin, par effet de couplage électromagnétique, de contrôler la longueur électrique et la densité de distribution surfacique. L'influence de l'élément parasite a permis de changer la direction du diagramme de rayonnement. Mais ceci n'était pas suffisant car elle ne permet pas de pointer dans la direction de l'élément parasite mais plutôt dans la direction opposée. Cet effet réflecteur n'est pas notre objectif. Pour contourner cet inconvénient, nous avons inséré un court-circuit entre le plan de masse et l'élément parasite. Après une étude sur la position du court-circuit un endroit judicieux a été trouvé dans le but d'avoir le maximum de dépointage dans la direction voulue.

Issu de cette technique de reconfiguration de diagramme, le même dispositif à savoir élément et court-circuit ont été dupliqués dans les quatre côtés autour de l'élément. Avec une double alimentation placée de manière orthogonale, la structure offre la possibilité d'avoir six diagrammes de rayonnement, avec trois dans chaque plan. Cette agilité en diagramme et en polarisation a été possible grâce à trois configurations de l'antenne. Les résultats obtenus dans chacune de ces configurations présentent un très bon niveau d'adaptation à 26GHz et aussi une bonne isolation entre les ports sur toute la bande de fréquence. Pour augmenter le gain, la technique Yagi a été appliquée avec l'insertion de deux directeurs au-dessus de chaque élément parasite. Ceci a permis d'obtenir des gains autour de 5dBi avec un maximum de dépointage afin d'élargir la zone de couverture. Par combinaison des courts-circuits et des ports d'excitation. La validation a été faite avec une structure travaillant autour de 10GHz pour des raisons liées à la difficulté de fabrication et de mesure des antennes dans les bandes millimétriques. Les résultats expérimentaux obtenus dans les trois configurations et par simulations électromagnétiques montrent une bonne concordance. Ce qui nous a permis de valider les différentes études menées dans ce chapitre.

En se basant sur cette technique de commutation du diagramme de rayonnement, le prochain chapitre consistera à l'appliquer dans un réseau d'antennes afin d'augmenter le gain avec maintien de la diversité en diagramme de rayonnement et en polarisation.

VII. Références

[1] "ANSYS Electronics Desktop: Electromagnetic Analysis." .

[2] S. A. Aghdam, "Adaptive Antenna Array Beamforming and Power Management With Antenna Element Selection," PhD thesis. Florida Atlantic University, 2016.

[3] D. M. Pozar, "Microstrip Antenna Aperture-Coupled To a Microstripline ," *Electron. Lett*, vol. 21, no. 2, pp. 49–50, 1895.

[4] A. Kuchar, "Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array," Phd. thesis, Technischen Universitat Wien, 1996.

[5] O. Jo, J. Kim, and J. Yoon, "Exploitation of Dual-polarization Diversity for 5G Millimeter-Wave MIMO Beamforming Systems," *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 65, no. 12, pp. 6646–6655, 2017.

[6] S. Uda, "Wireless beam of short electric waves," *J. Inst. Elec. Eng.*, vol. 472, no. 452, pp. 1209–1219, 1927.

[7] H. Yagi, "Beam transmission of ultra short waves," *Proc. IRE*, vol. 16, pp. 715–741, 1928.

Chapitre 4 : Conception d'un réseau d'antennes patchs à double polarisation et reconfigurable en diagramme de rayonnement

Chapitre 4 : Conception d'un réseau d'antennes patchs à double polarisation et reconfigurable en diagramme de rayonnement

I. Introduction

Dans le chapitre précèdent, nous avons développé une structure à un seul élément rayonnant à double polarisation et reconfigurable en diagramme dans 3 directions sur chaque plan dans les bandes de fréquences millimétriques. Cependant, malgré un gain maximal de 5,1dBi à 26GHz, les attentes de la 5G nécessitent beaucoup plus de gain avec une rapidité sur la prise de décision. Pour répondre à ceci, nous devrons aller vers d'autres structures avec un gain plus élevé nécessitant moins de configurations tout en gardant les caractéristiques de diversité de rayonnement avec double polarisation.

L'objectif de ce chapitre vise à étudier des réseaux d'antennes afin d'augmenter le gain avec une reconfiguration en diagramme de rayonnement et une double polarisation. La première partie de ce chapitre consiste à la mise en réseau de deux éléments rayonnants afin d'étudier la distance inter-éléments pour minimiser le niveau des lobes secondaires. Nous illustrons, ensuite dans la deuxième partie les démarches suivies pour la conception d'un premier réseau planaire à quatre éléments rayonnants. Dans la troisième partie, un réseau planaire de 2×4 éléments est conçu afin d'obtenir de la reconfiguration de diagramme dans un seul plan juste par changement des ports d'excitation. Dans la quatrième partie, une structure planaire avec 16 éléments est présentée avec ses caractéristiques de rayonnement et de paramètres S.

II. Etude de la distance inter-éléments

Comme déjà présenté en détail dans le chapitre précèdent, l'antenne à un seul élément rayonnant est alimentée par couplage. La mise en réseau d'antennes dans le but d'augmenter le gain nécessitera de définir certaines caractéristiques à savoir la distance inter-éléments rayonnants mais également le type de système d'alimentation. Dans un premier temps nous allons étudier la distance entre deux éléments rayonnements de type patchs en croix. Le substrat choisi est le Rogers/Duroid 5880, de permittivité relative εr 2,2 et de hauteur h=0,787mm. Chaque patch est entouré par quatre éléments parasites et alimenté de façon indépendante (Figure 4.1).

Ce paragraphe présente une étude paramétrique pour choisir la distance minimum entre deux éléments rayonnants afin d'avoir une bonne isolation à la fréquence de résonance. Cette distance est proportionnelle à la longueur d'onde à la fréquence de résonance de 10,4GHz et va permettre également de déterminer les comportements des diagrammes de rayonnement dans ce premier réseau à deux éléments rayonnants. Dans cette étude les coefficients de pondération sont maintenus identiques pour les deux ports d'excitation. Les résultats de simulations des paramètres S et des gains en fonction de la distance inter-éléments sont présentés (Figures 4.2 à 4.4).

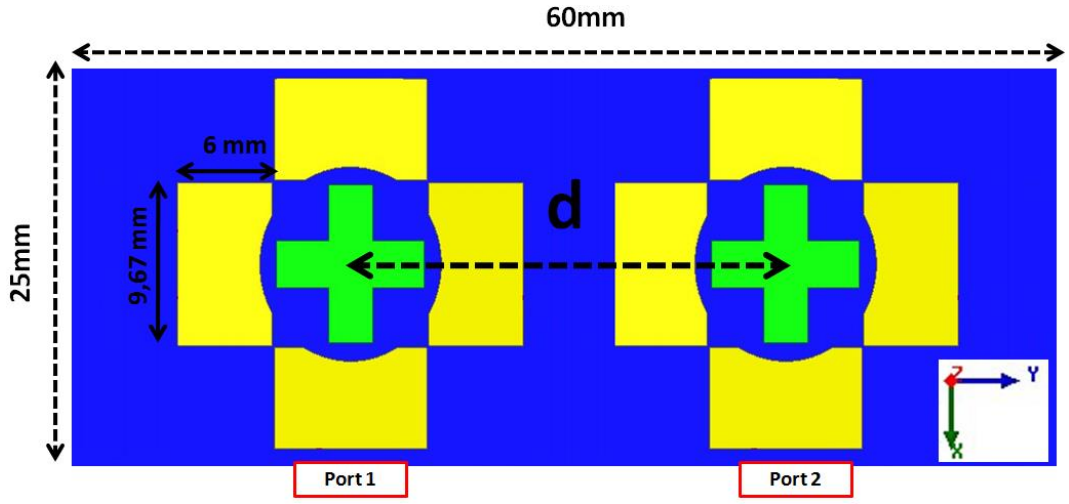
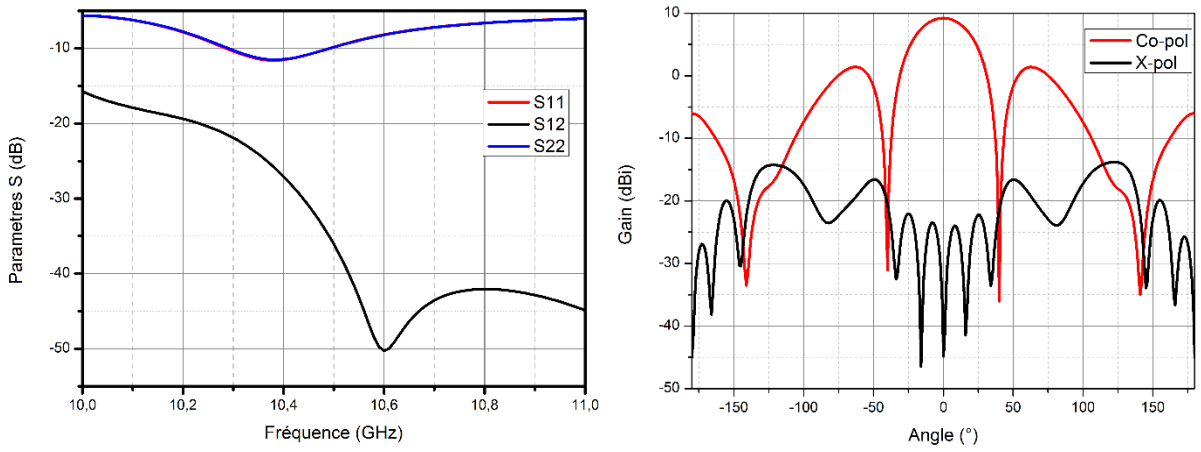
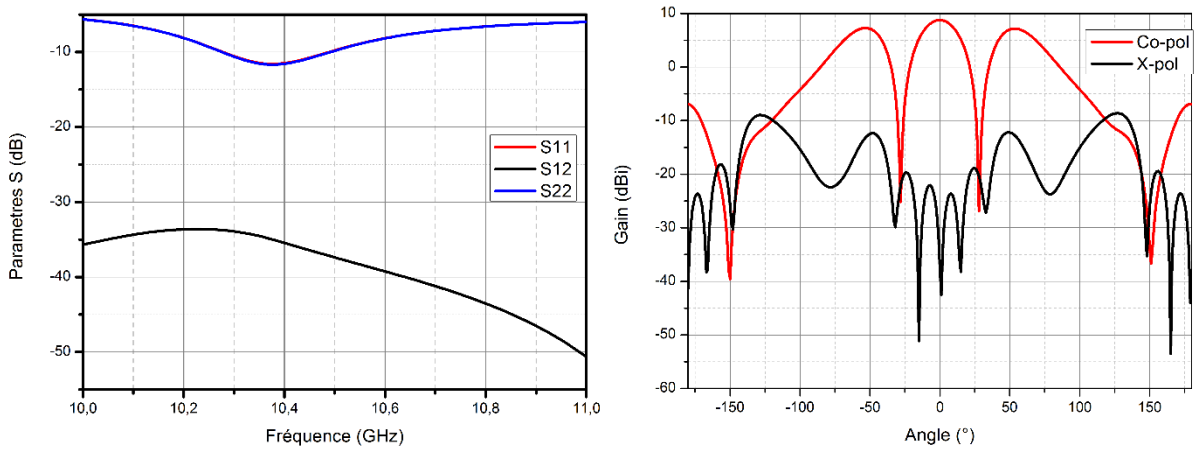


Figure 4. 1 : Structure du réseau linéaire à 2 éléments (d=28,8mm)



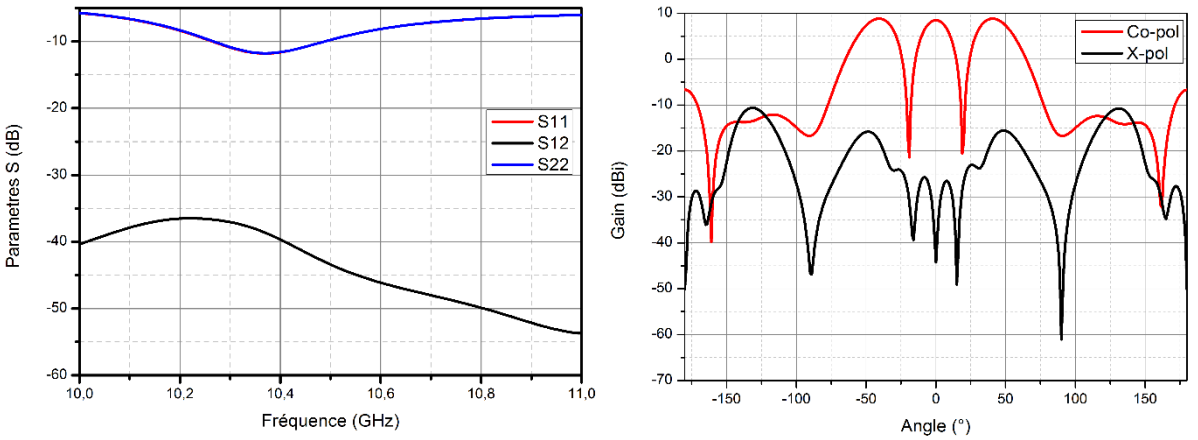
(a) **(b)**

Figure 4. 2 : Paramètres S et diagrammes de rayonnement dans le plan yoz (phi=90°) pour une distance inter-éléments égale d=23mm = 0,8 λ_0



(a) **(b)**

Figure 4. 3 : Paramètres S et diagrammes de rayonnement dans le plan yoz (phi=90°) pour une distance inter-éléments égale d=28,8mm = λ_0



(a) **(b)**

Figure 4. 4: Paramètres S et diagrammes de rayonnement dans le plan yoz (phi=90°) pour une distance inter-éléments égale d=40mm = 1,4 λ_0

A partir des résultats de simulation des coefficients de réflexion *Sii*, nous pouvons remarquer que la variation de l'espacement entre les deux patchs n'entraîne pas de modifications sur ce paramètre. Cependant, pour une distance inter-éléments de 23 mm soit 0,8λ_0 à 10,4GHz, l'isolation reste toujours bonne et est supérieure à 20dB dans la bande.

Nous présentons également sur ces figures les diagrammes de rayonnement en fonction de l'espacement de centre à centre entre les deux patchs. Nous observons sur la Figure 4.2.b, un gain pour le lobe principal de 9,87dBi et pour les lobes secondaires de 3dBi. Cependant, la

différence entre le niveau gain du lobe principal et celui des lobes secondaires n'est que 2dBi pour une distance de séparation de d= 28,8mm soit λ_0 (Figure 4.3.b). Ceci n'est pas intéressant dans la conception d'un réseau d'antennes dont l'objectif serait d'avoir plus de gain dans la direction du lobe principal et avec une minimisation des lobes secondaires. Dans le cas où la distance inter-éléments vaut d=40mm soit 1,4λ_0 (Figure 4.4.b), le lobe principal et des lobes secondaires ont les mêmes niveaux de gain ce qui entraine l'inefficacité du réseau d'antennes car le niveau de l'interférence destructive est devenu très élevé.

Dans cette étude, un compromis a été trouvé afin d'avoir une isolation acceptable à savoir une isolation supérieure à 20dB à la fréquence de résonance. Cependant, le plus important est de choisir la structure avec le plus faible niveau de lobes secondaires pour émettre des faisceaux directifs dans la direction souhaitée mais surtout pour l'optimisation de l'énergie. Pour cela, la structure avec une distance de séparation de 0,8λ_0 a été choisie. Par la suite, nous allons nous intéresser à la conception d'un réseau planaire à quatre éléments rayonnants reconfigurables en diagramme de rayonnement avec double polarisation.

III. Réseau planaire 2×2 reconfigurable en diagramme de rayonnement avec double polarisation

Dans cette partie, nous allons nous focaliser sur l'étude de la conception d'un réseau d'antennes agile en diagramme et en polarisation afin de produire plus de gain avec une large couverture.

III.1. Architecture du réseau

L'architecture du réseau présentée sur la Figure 4.5 est composé de quatre éléments rayonnants (Ant1, Ant2, Ant3 et Ant4) où chacun d'eux est entouré par des éléments parasites. Des directeurs ont été intégrés dans la structure comme dans le chapitre précédent. Ici, la particularité vient du fait de placer uniquement des directeurs sur les deux bords extérieurs de chaque patch pour réduire la taille du réseau et aussi maintenir les lobes secondaires au plus bas niveau. Deux configurations de la structure ont été définies à savoir sans ou avec des courts-circuits (Figure 4.5.a et 4.5.b). Sur la couche inférieure du second substrat sont imprimées huit lignes microruban de 50 Ω (Figure 4.5c). Entre les deux substrats se trouve le plan de masse avec 8 fentes permettant l'excitation des patchs en double polarisation. Ceci montre la formation de quatre sous-réseaux linéaires, deux dans chaque plan orthogonal. Les deux sous-

réseaux linéaires dans le plan yoz (phi=90°) sont obtenus lorsque les ports 1 et 2 sont excités ou lorsque les ports 5 et 6 sont excités. Les sous-réseaux linéaires dans le plan xoz (phi=0°) sont obtenus lorsqu'uniquement les ports 3 et 4 sont excités ou lorsqu'uniquement les ports 7 et 8 sont excités. Le défi est maintenant de trouver les bonnes combinaisons entre les ports en se basant sur la théorie des réseaux d'antennes afin d'avoir le maximum du gain dans la direction souhaitée.

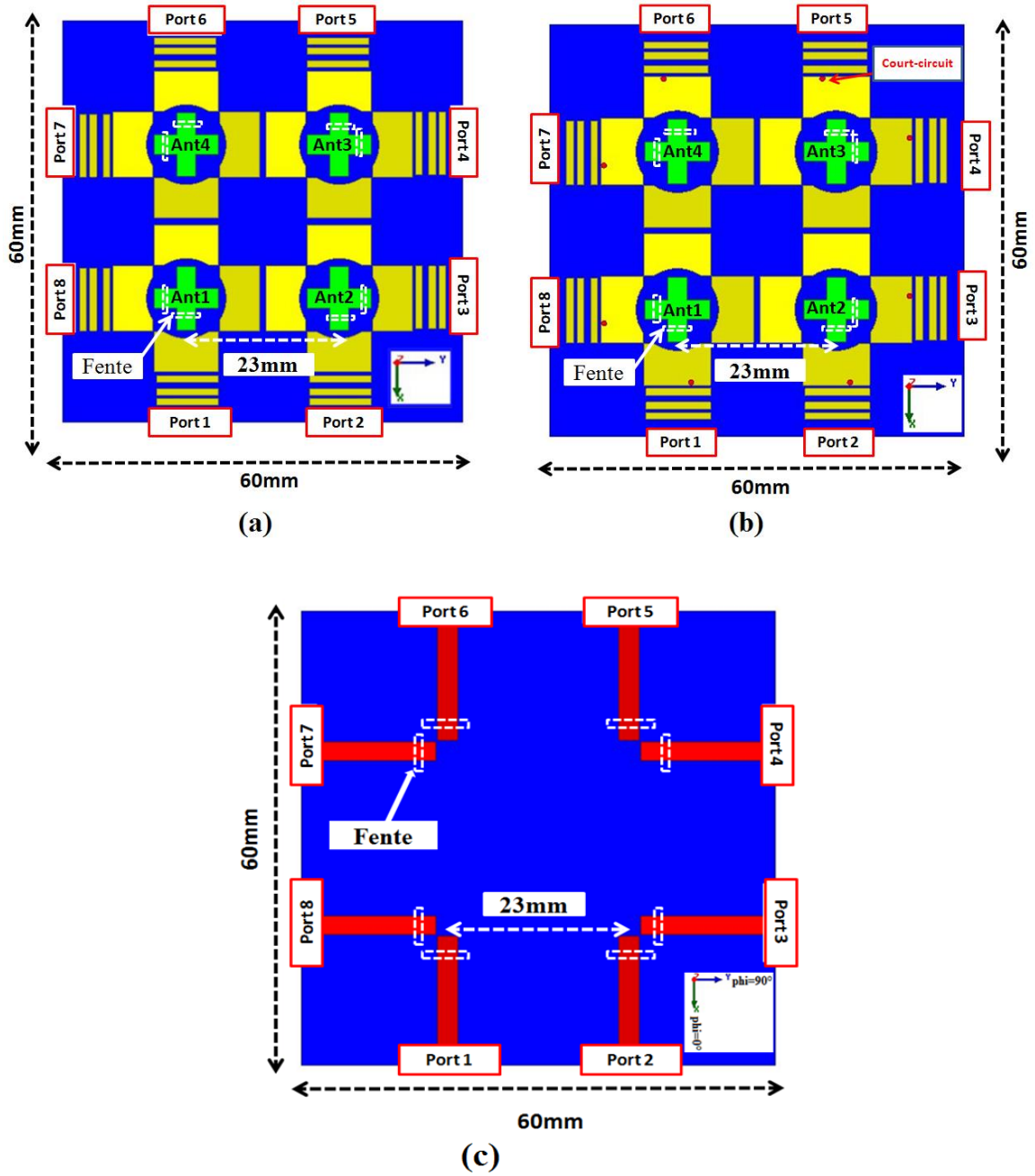


Figure 4. 5: Géométrie du réseau à quatre éléments rayonnants (a) Vue de dessus sans court-circuit (b) Vue de dessus avec court-circuit (b) Vue de dessous

III.1.1. Combinaison des ports d'excitation pour la reconfiguration des diagrammes

III. 1. 1. 1 Structure sans court-circuit

Dans cette première partie, la structure de réseau d'antennes sans court-circuit a été simulée. Ce réseau devra maximiser l'énergie dans la direction de l'axe z dans les deux plans orthogonaux. Pour cela, des études ont été faites sur le choix des ports d'excitation. Les résultats simulés de la distribution de la densité du courant surfacique et ceux des diagrammes de rayonnement sont présentés (Figures 4.6 à 4.9). Les ports d'excitations sont définis par Pi(A∠ P) à savoir i symbolise le numéro du port, A et P l'amplitude et la phase d'excitation du port. En raison de la symétrie de la structure, cette étude prend le port 1 comme référence afin d'avoir une excitation isotrope dans les différents cas étudiés.

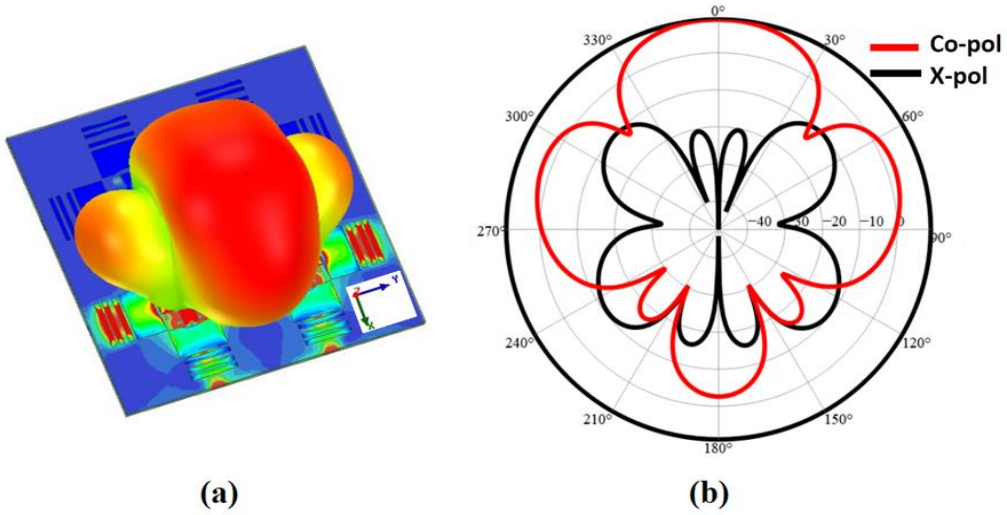


Figure 4. 6 : P1(1∠0°) et P2 (1∠0°) excités : (a) densité courant surfacique et diagramme de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

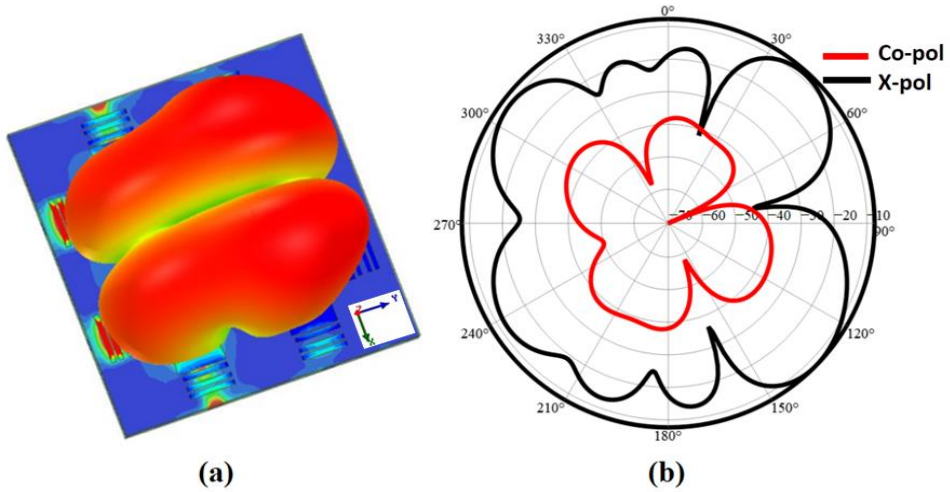


Figure 4. 7 : P1(1 ∠ 0°) et P6 (1 ∠ 0°) excités : (a) densité courant surfacique et diagramme de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

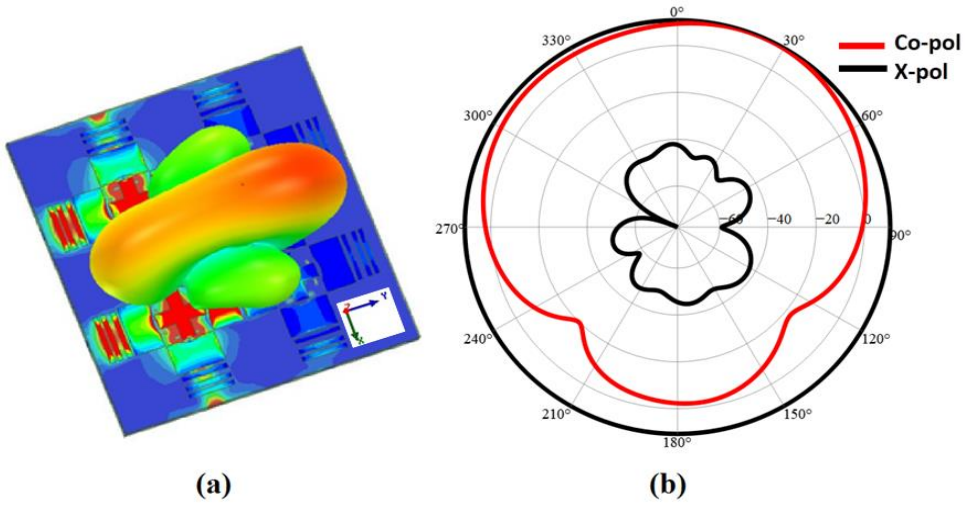


Figure 4. 8 : P1(1∠ 0°) et P6(1∠ 180°) excités : (a) densité courant surfacique et diagramme de rayonnement 3D simulés (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

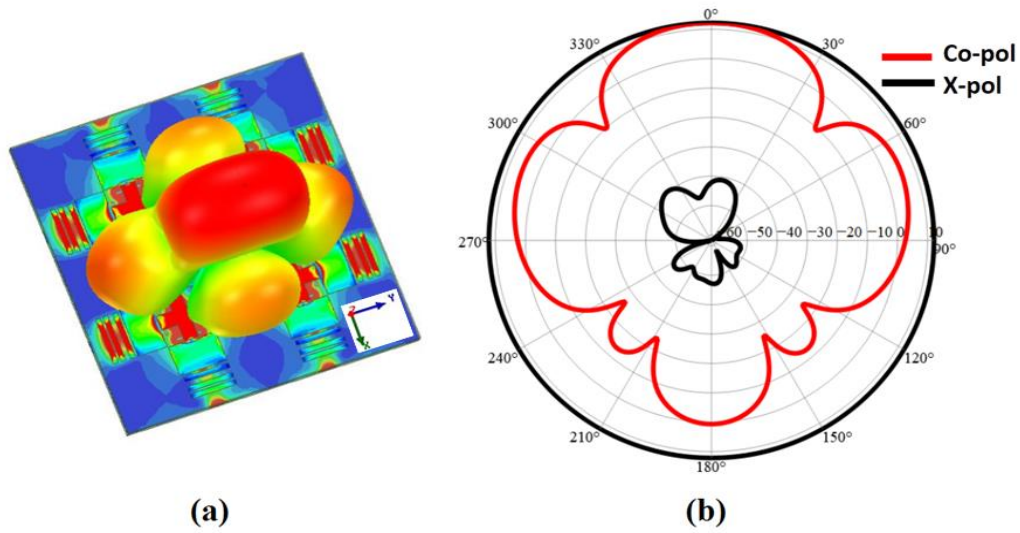


Figure 4. 9 : P1(1 ∠ 0°), P2(1 ∠ 0°), P5(1 ∠ 180°) et P6(1 ∠ 180°) excités : (a) densité courant surfacique et diagramme de rayonnement 3D simulés (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

En excitant le port 1 et le port 2, nous obtenons un réseau linéaire à deux éléments Ant1 et Ant2 avec même coefficient de pondération d'amplitude et de phase. Le maximum de l'énergie est maintenu dans la direction de l'axe z (Figure 4.6a). Cependant, ici le niveau des lobes secondaires est plus élevé, ceci est dû à la présence des directeurs sur les bords des éléments rayonnants. Un gain de 9,4dBi a été obtenu de cette première configuration dans le plan yoz. Le second cas de figure correspond à la configuration où les P1(1 ∠ 0°) et P6 (1 ∠ 0°) sont excités. Le réseau linéaire formé dans ce cas est composé des patchs Ant1 et Ant4. La distribution du courant surfacique présentée sur la Figure 4.7a montre deux lobes avec un creux d'annulation dans l'axe z. Ceci est dû à l'orientation opposée des deux fentes. Pour corriger ce défaut une différence de phase de 180° devrait être ajoutée sur l'un des ports d'excitation. Nous avons choisi d'appliquer cette différence de phase sur le port 6 ce qui a permis d'obtenir les résultats du diagramme de rayonnement présentés (Figure 4.8.b). Le dernier cas de figure correspond à la configuration où tous les patchs Ant1, Ant2, Ant3 et Ant4 sont alimentés respectivement par les ports P1(1 ∠ 0°), P2(1 ∠ 0°), P5(1 ∠ 180°) et P6(1 ∠ 180°). Comme sur la configuration précédente, une différence de phase de 180° a été appliquée sur les ports 5 et 6 afin d'éviter le creux d'annulation dans l'axe z. Les résultats montrent un très bon niveau de gain de l'ordre de 12,8dBi avec un très faible niveau de polarisation croisée inférieur à -

50dBi (Figure 4.9.b). Par symétrie de la structure, des résultats similaires peuvent être obtenus dans le plan xoz (phi=0°) lorsque les ports 3, 4, 7 et 8 sont excités avec des coefficients de pondérations respectifs P3(1∠ 0°), P4(1∠ 0°), P7(1∠ 180°) et P8(1∠ 180°).

III. 1. 1. 2 Structure avec court-circuit

Dans cette deuxième configuration, les courts-circuits sont intégrés dans le réseau d'antennes. Les courts-circuits permettront de commuter le faisceau dans les quatre demi-plans orthogonaux. Un court-circuit a été inséré entre chaque élément parasite situé aux alentours et le plan de masse. Maintenant le choix de la direction va dépendre des ports excitation afin de contrôler la distribution du courant pour avoir le meilleur niveau de gain dans la direction souhaitée. Les résultats simulés de la distribution de la densité du courant surfacique et celles des diagrammes de rayonnement en fonction des ports accès sont présentés (Figures 4.10 à 4.12).

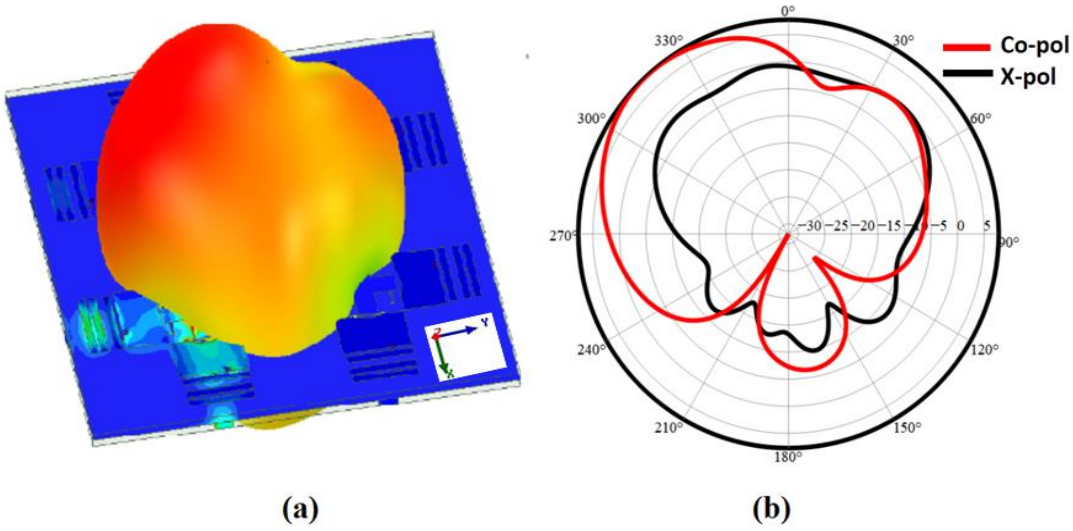


Figure 4. 10 : P1(1∠0°) excité : (a) densité courant surfacique et diagramme de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

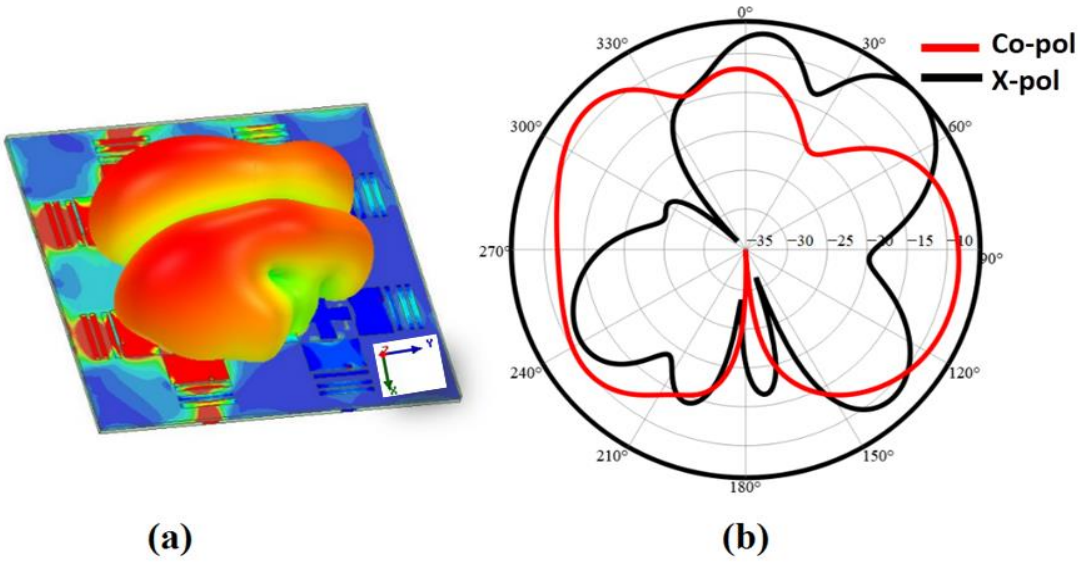


Figure 4. 11: P1(1∠ 0°) et P6 (1∠ 0°) excités : (a) densité courant surfacique et diagramme de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

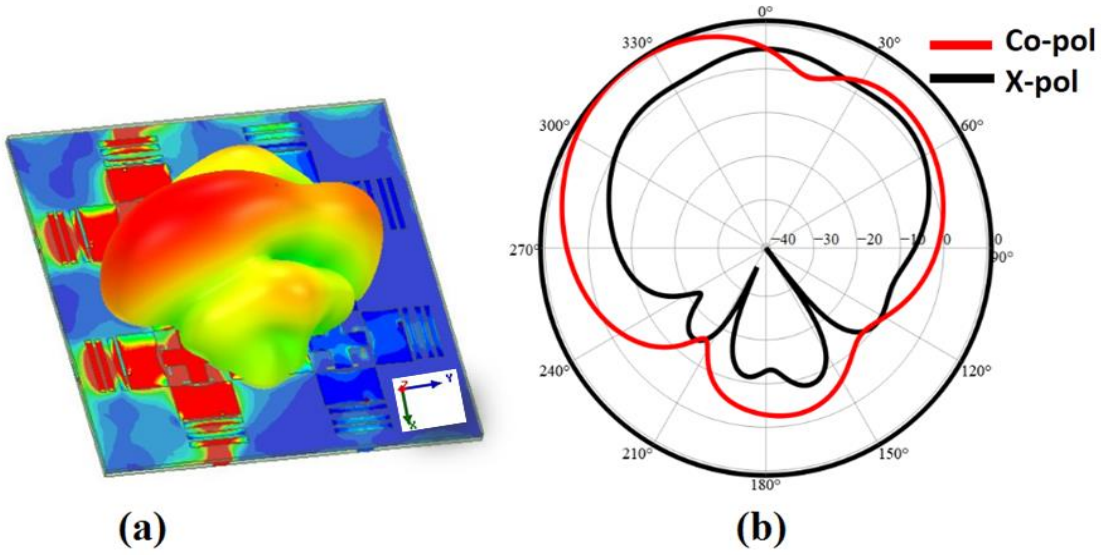


Figure 4. 12: P1(1∠ 0°) et P6 (1∠ 180°) excités : (a) densité courant surfacique et diagramme de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

Les Figures 4.10.a et 4.10.b présentent les résultats des diagrammes de rayonnement lorsqu'uniquement le port 1 est excité. Le faisceau pointe dans la direction du court-circuit (dans le demi-plan y négatif). Le gain obtenu est de 8,2dBi ce qui est pratiquement égal au niveau de gain lorsque nous avions un seul élément rayonnant. Maintenant si les deux ports P1 et P6 sont actifs avec la même phase d'excitation, le diagramme de rayonnement obtenu est formé par deux faisceaux avec un creux au niveau de l'axe z dans le plan yoz (Figures 4.11.a et 4.11.b). Les deux éléments rayonnants (Ant1 et Ant4) forment un sous-réseau linéaire à faisceau principal destructif. Pour corriger cela, une différence de phase de 180° doit être appliquée à l'un des ports. Ici pour maintenir le même choix que sur la première configuration (structure sans court-circuit), une phase 180° a été ajoutée au niveau du port 6. Les résultats de cette configuration sont illustrés sur la Figure 4.12.a. Nous constatons que le faisceau rayonnant directif est formé par ce sous-réseau linéaire (Ant1 et Ant4) et pointe dans la direction des éléments parasites court-circuités le demi-plan y négatif (Figure 4.12.b). Sur ce même principe, pour dépointer dans les autres directions, il faut associer P2 (1∠ 0°) et P5 (1∠ 180°) pour couvrir l'autre demi-plan y positif. Dans le plan xoz (phi=0°), l'excitation simultanée des ports P3 et P8 avec une différence de phase de 180° entre eux permet de dépointer le faisceau dans la direction x positif. Dans ce même plan xoz, la couverture dans le demi-plan x négatif est obtenue lorsque les ports P4 et P7 sont excités toujours avec une différence de phase de 180° entre eux. Cette configuration de l'antenne permet de produire quatre états selon la direction de faisceau souhaitée.

En combinant les deux configurations de ce réseau d'antennes, un ensemble de trois faisceaux commutables dans chaque plan orthogonal est retrouvé comme dans le cas d'un élément rayonnant avec beaucoup plus de gain. Le Tableau 4.1 présente un résumé du fonctionnement de deux configurations de ce réseau d'antennes suivant la combinaison des différents ports et les directions de dépointage du faisceau.

Tableau 4. 1 : Récapitulatif des différentes combinaisons des coefficients de pondérations en amplitude et en phase des ports d'excitation dans les deux configurations de l'antenne

Config.	Ports (A ∠ P)								Directions	
	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	Phi=90°	Phi=0°
Config. 1	1∠0°	1∠0°	0∠0°	0∠0°	1∠180°	1∠180°	0∠0°	0∠0°	Z	-
		1∠0°	1∠0°	1∠0°	0∠0°	0∠0°	1∠180°	1∠180°	-	Z
Config.2	1∠0°	0∠0°	0∠0°	0∠0°	0∠0°	1∠180°	0∠0°	0∠0°	-Y	-
	0∠0°	1∠0°	0∠0°	0∠0°	1∠180°	0∠0°	0∠0°	0∠0°	+Y	-
	0∠0°	0∠0°	1∠0°	0∠0°	0∠0°	0∠0°	0∠0°	1∠180°	-	+X
	0∠0°	0∠0°	0∠0°	1∠0°	0∠0°	0∠0°	1∠180°	0∠0°	-	-X

III.1.2. Diviseurs de Puissance de type Wilkinson

Au vu des résultats de simulations obtenus dans la commutation des diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes avec ces deux configurations présentées dans la partie précédente, la conception d'un système d'alimentation pour au minimum combiner deux ports d'excitation devient nécessaire. Dans la littérature il existe plusieurs techniques de conception de réseau d'alimentation utilisées pour exciter les réseaux d'antennes. Dans notre contexte d'étude, nous allons utiliser un diviseur de puissance de type Wilkinson (une entrée vers deux sorties). Ce choix est motivé par le fait que ce type de diviseur permet d'assurer un bon coefficient de réflexion avec une très faible isolation entre les deux ports de sortie (présence d'une résistance d'une valeur de $2Z_0$ connectée entre les deux ports de sortie). Généralement, ce dispositif est chargé sur son entrée par une impédance Zo=50 Ω qui est partitionné dans deux lignes de transmission d'impédance caractéristique $Zo\sqrt{2}$ et de longueur d'onde $\lambda g/4$. Les deux sorties ont également une impédance caractéristique de 50 Ω. Une description de la géométrie du diviseur de Wilkinson est illustrée sur la Figure 4.13.

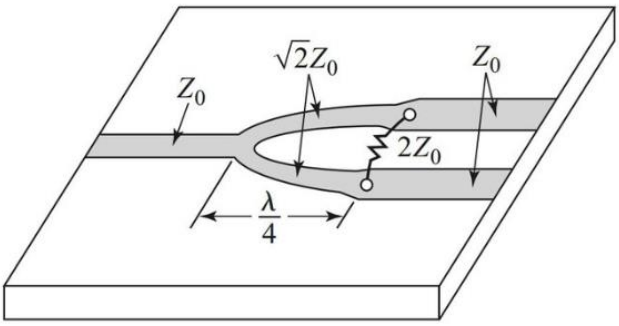


Figure 4. 13: Architecture du diviseur de Wilkinson 1 vers 2

III.1.3. Conception sous ADS et HFSS

Dans cette section, nous allons illustrer les détails de la conception d'un diviseur de puissance de type Wilkinson. Dans un premier temps, nous avons réalisé la conception de ce diviseur sous le simulateur Advanced Design System (ADS) de Keysight (Figure 4.14). Ensuite le diviseur de puissance est conçu sous le logiciel électromagnétisme HFSS avec optimisation des dimensions trouvées en théorie (Figure 4.15).

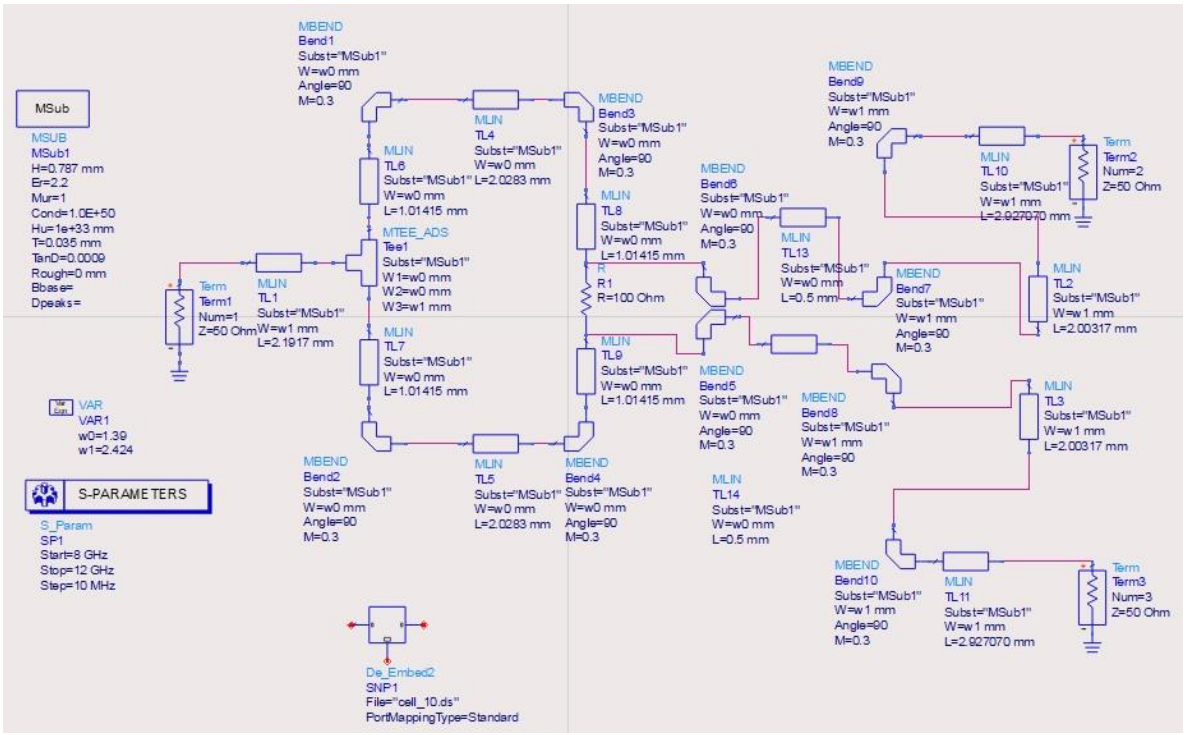


Figure 4. 14 : Structure du diviseur de puissance de type Wilkinson proposé sous ADS

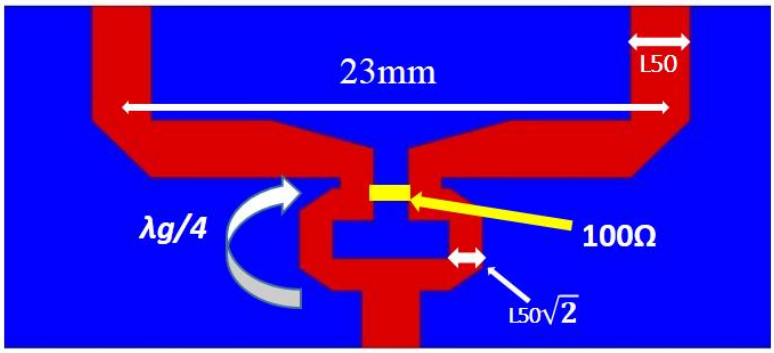


Figure 4. 15: Structure du diviseur de puissance de type Wilkinson sous HFSS (L50=2,5mm ; L50$\sqrt{2}$=1,48mm)

III.1.4. Comparaison des résultats entre les simulateurs ADS et HFFS

Les Figures 4.16 et 4.17 présentent respectivement les résultats des paramètres S du port d'entrée $|S11|_{dB}$ et les deux ports de sorties $|S22|_{dB}$ et $|S33|_{dB}$ entre les deux logiciels de simulation ADS et HFSS. Nous pouvous constater qu'un très bon accord est obtenu sur le coefficient de transmission qui est de l'ordre de -3dB. Cette valeur caractérise le fait que la puissance en entrée est bien repartie entre les deux ports de sortie et aucune perte n'est notée. Même si les résultats du cofficient de réflexion $|S11|_{dB}$ sont satisfaisants dans toute la bande de 9 à 12 GHz celui du simulteur HFSS est encore mieux par le fait des optimisations que nous avons faites. De plus, les résultats des coefficients de réflexion $|S22|_{dB}$ et $|S33|_{dB}$ et d'isolation $|S23|_{dB}$ des ports de sorties sous le logiciel HFSS sont encore plus intéressants.

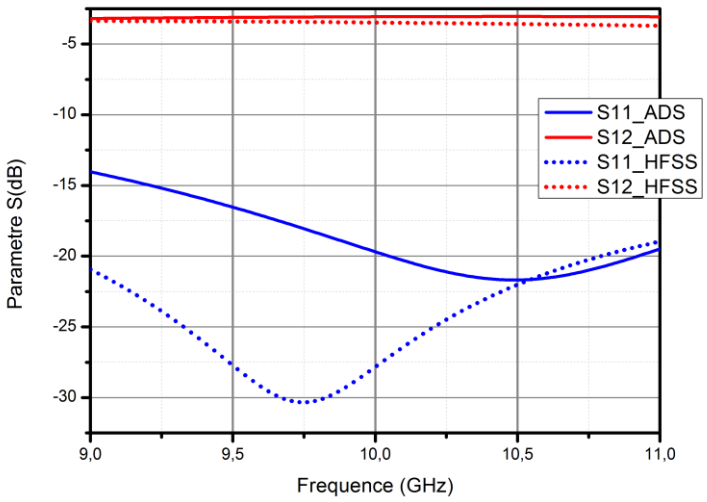


Figure 4. 16 : Comparaison des paramètres S du port d'entrée sous ADS et HFSS

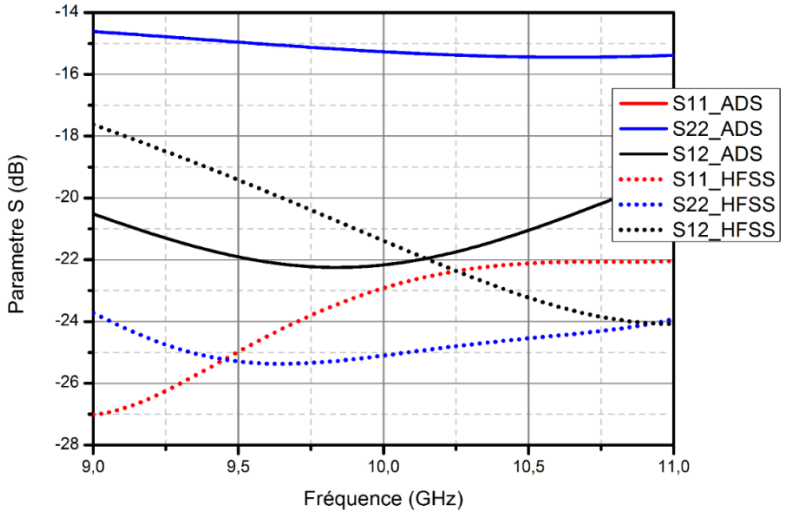


Figure 4. 17: Comparaison des paramètres S des ports de sortie sous ADS et HFSS

III.2. Architecture du réseau d'antennes final

Dans ce paragraphe nous nous proposons d'utiliser les diviseurs de puissance 1 vers 2 afin de réduire le nombre de ports d'excitation. Nous présentons les deux configurations possibles permettant une modification de la distribution des courants selon la commutation des ports d'excitation et des courts-circuits dans les éléments parasites.

III.2.1. Première configuration

Dans cette première configuration symbolisée par l'absence de courts-circuits, l'antenne permet d'avoir deux diagrammes de rayonnement dans la direction de l'axe z, un dans chaque direction orthogonale. Comme nous l'avons présenté dans le paragraphe précédent, cette configuration nécessite une excitation simultanée de l'ensemble des quatre éléments rayonnants Ant1, Ant2, Ant3 et Ant4 pour avoir le maximum de gain dans la direction voulue. En effet, cette excitation doit être forcément accompagnée par une correction en phase pour éviter les creux d'annulation dans l'axe z. Pour cela, une ligne de 180° a été ajoutée dans l'un des diviseurs en position diagonale dans chaque plan. Les Figures 4.18.a et 4.18.b présentent respectivement la couche supérieure de la première configuration du réseau de l'antennes et la couche inférieure sur laquelle les systèmes d'alimentation composés de quatre diviseurs de puissance de type Wilkinson sont imprimés. Pour pointer le faisceau dans l'axe z dans le plan xoz (phi = 0°), seuls les ports 1 et port 3 doivent être excités simultanément. Réciproquement, la couverture du plan yoz (phi=90) est obtenue lorsqu'uniquement les ports 2 et 4 sont excités et les autres ports 1 et 3 sont chargés à 50Ω.

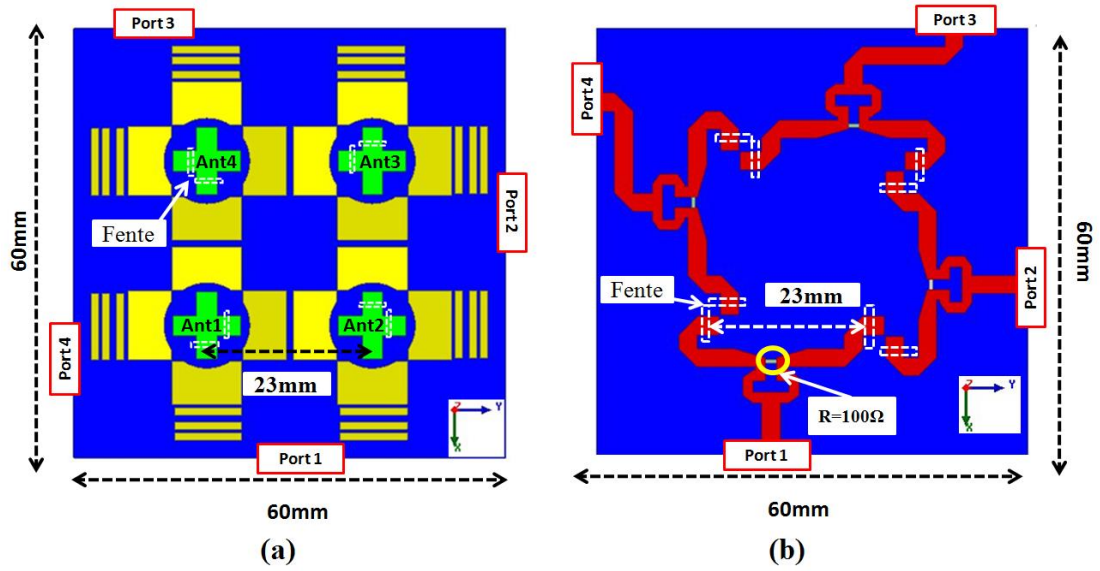


Figure 4. 18: Géométrie de la première configuration du réseau d'antennes (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous

Les diagrammes de rayonnement et la distrubution du courant surfacique de la premiére configuration de réseau d'antennes sont presentés Figures 4.19.a et 4.19.b. Ils montrent que le faisceau pointe dans la direction z du plan xoz (phi=0°) quand les ports 1 et 3 sont activés et symétriquement dans le plan yoz (phi=90°) lorsque les ports 2 et 4 sont activés. Ceci permet d'avoir un réseau planaire 2×2 avec une double polarisation lineaire. Le nouveau gain obtenu en simulation est égal 12,2dB dans chaque plan.

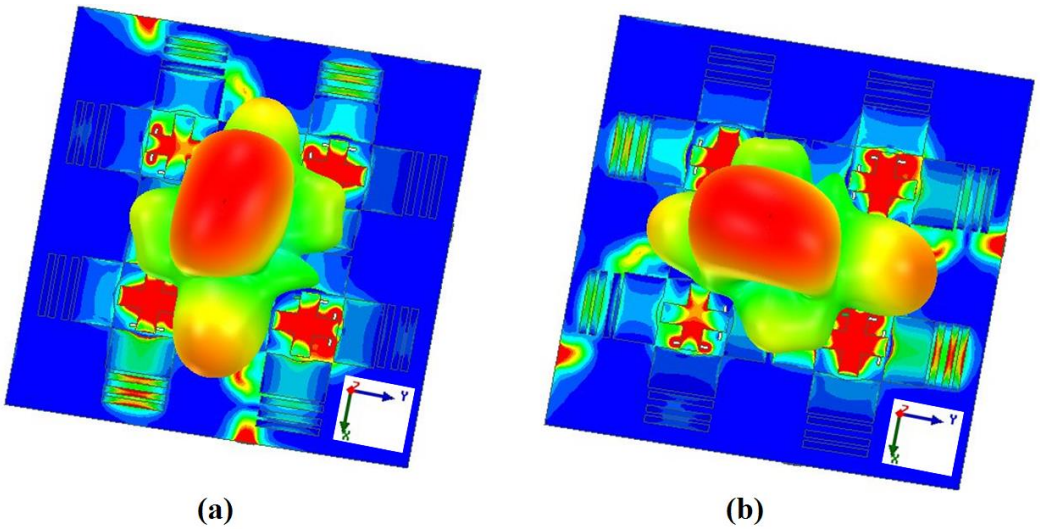


Figure 4. 19: Densité courant surfacique et diagrammes de rayonnement 3D (Gain) simulés de la première configuration du réseau d'antennes (a) P1 et P3 excités (b) P2 et P4 excités

III.2.2. Deuxième configuration

Concernant la deuxième configuration de ce réseau d'antennes, on note la présence des courts-circuits entre les éléments parasites et le plan de masse. Le système d'alimentation reste inchangé. La Figure 4.20 présente cette deuxième configuration du réseau avec son système d'alimentation. Le principe de fonctionnement de cette deuxième configuration repose uniquement sur la commutation entre les ports d'excitation selon la direction souhaitée. Les ports 1 et 3 permettent de couvrir les deux demi-plans xoz (phi=0°), alors que le port 2 devra permettre d'assurer la couverture dans le demi-plan positif du plan yoz (phi=90°) et le port 4 le demi-plan négatif du plan yoz (phi=90°).

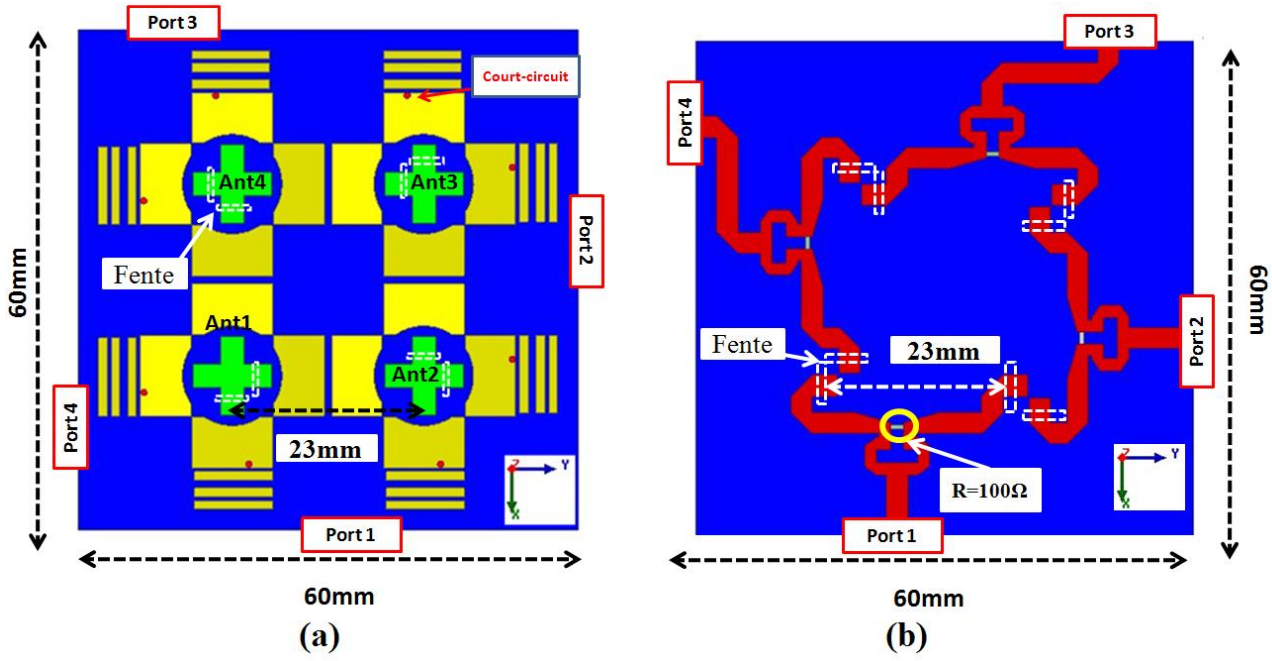


Figure 4. 20: Géométrie de la première configuration du réseau d'antennes (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous

La Figure 4.21 illustre la distribution du courant surfacique et le diagramme de rayonnement de chacun des ports excités. Dans cette configuration, la reconfiguration du faisceau est faite par une formation de quatre sous-réseaux linéaires composés de deux éléments rayonnants. Des faisceaux directifs ont été obtenus dans les quatre directions par commutation des ports. Le gain maximum simulé est égal 9,5dBi pour les ports 1 et 2 et 9,3dBi pour les ports 3 et 4. Cette légère différence de gain est due à l'augmentation d'une longueur de ligne de 180° dans les ports 3 et 4.

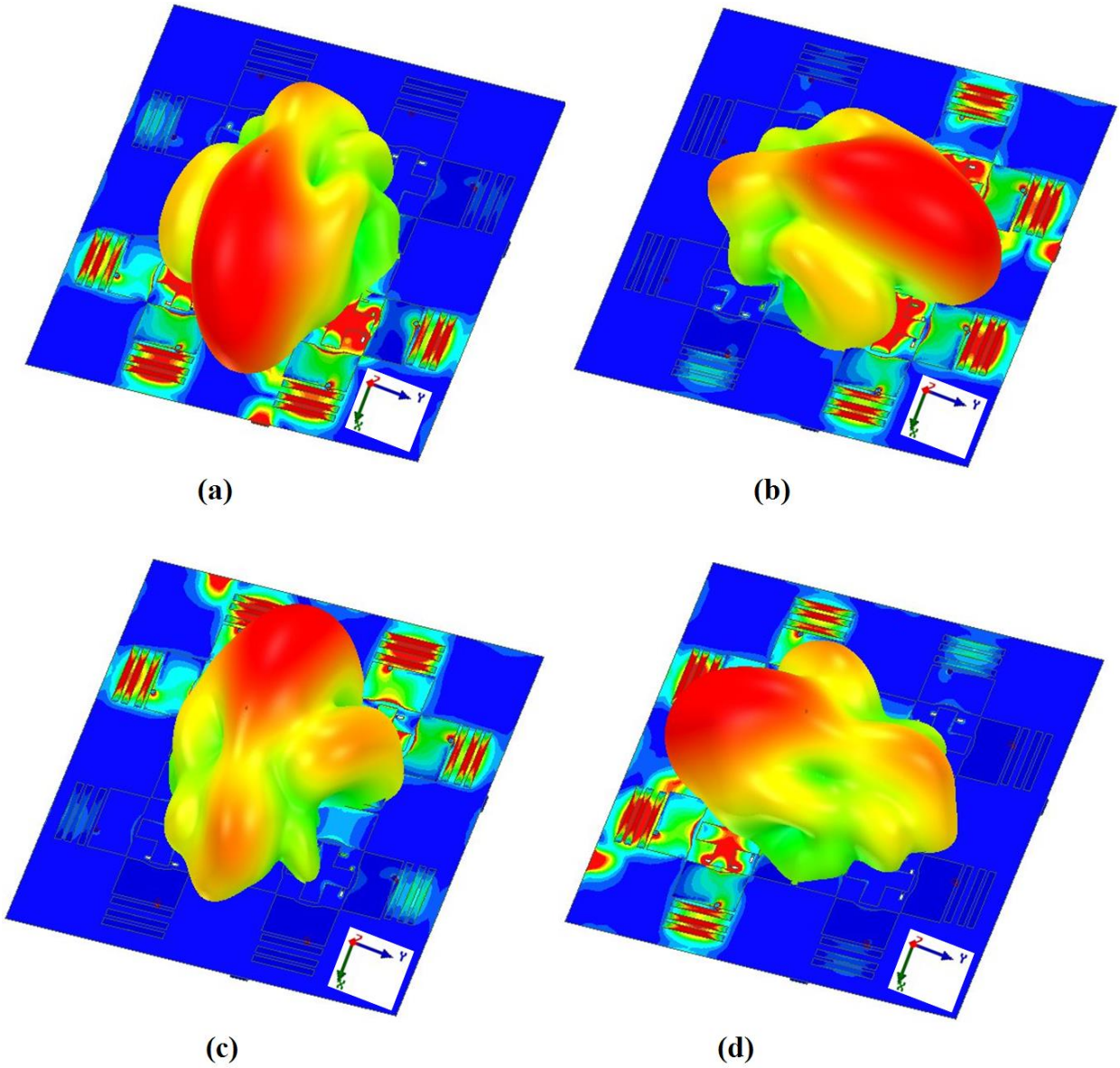


Figure 4. 21: Densité de courant surfacique et diagrammes de rayonnement 3D (Gain) simulés de la deuxième configuration du réseau d'antennes (a) P1 excité, (b) P2 excité, (c) P3 excité, (d) P4 excité

Cette structure permet une augmentation du niveau de gain dans la direction de dépointage avec une réduction du nombre de configurations tout en gardant la diversité en diagramme de rayonnement et polarisation. Le réseau d'antennes 2×2 d'éléments rayonnants permet d'avoir six faisceaux directifs, trois dans chaque plan orthogonal grâce à la commutation simultanée entre les ports d'excitation et les courts-circuits. La première configuration caractérisée par l'absence des courts-circuits permet de produire deux faisceaux dans l'axe z lorsque les ports

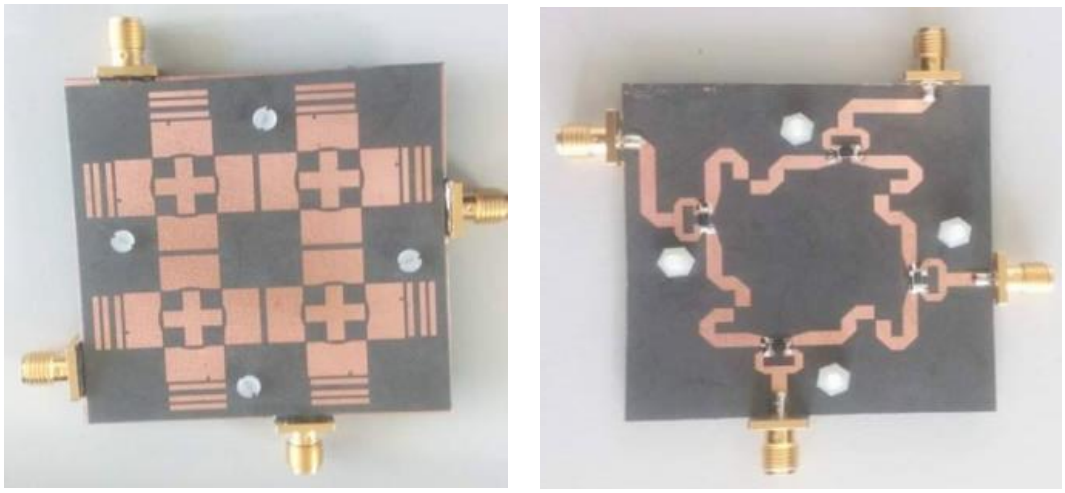
1 et 3 sont excités sur le plan xoz ou bien si les ports 2 et 4 sont excités dans le plan yoz. La deuxième configuration symbolisée par la présence des courts-circuits avec une excitation indépendante des ports d'alimentation permet d'avoir quatre faisceaux directifs. Dans le plan phi=0°, le faisceau pointe dans la direction θ=50° lorsque le port 1 est excité et dans la direction θ=-48° si le port 3 est activé. Dans le plan phi=90°, le diagramme de rayonnent est directif dans la direction θ=50° si le port 2 est excité ou dans la direction θ=-48° si le port 4 est excité. Le Tableau 4.2 présente le résumé de la description du fonctionnement du réseau d'antenne.

Tableau 4. 2 : Récapitulatif des différentes combinaisons des coefficients de pondérations amplitudes et phases des ports dans les deux configurations de l'antenne

	Ports d'excitations				Plan		Ouvertures	Gain (dBi)
	Port 1	Port 2	Port3	Port 4	xoz	yoz		
Config.1	ON	OFF	ON	OFF	0°	-	-29° ~ 17°	12,2
	OFF	ON	OFF	ON	-	0°	-28° ~ 18°	12,2
Config.2	ON	OFF	OFF	OFF	50°	-	8° ~ 77°	9,5
	OFF	ON	OFF	OFF	-	50°	7,7° ~ 75°	9,5
	OFF	OFF	ON	OFF	-48°	-	-79° ~ -10°	9,3
	OFF	OFF	OFF	ON	-	-48°	-79 ~ -10,6°	9,3

III.3. Validation des résultats

Dans la phase de la conception de notre réseau d'antennes 2×2, nous avons procédé en deux étapes. La première a consisté à concevoir la première configuration c'est-à-dire la structure sans les courts-circuits et étudier ses différentes caractéristiques (paramètres S, diagrammes de rayonnement). Et dans la deuxième phase, nous avons inséré les courts-circuits pour obtenir la deuxième configuration de l'antenne. La Figure 4.22 présente une photo des prototypes fabriqués. On peut observer la partie supérieure de notre structure multicouche composée par les éléments rayonnants et la partie inférieure constituée par le système d'alimentation. La taille globale de l'antenne réalisée est de 82×82mm^2.

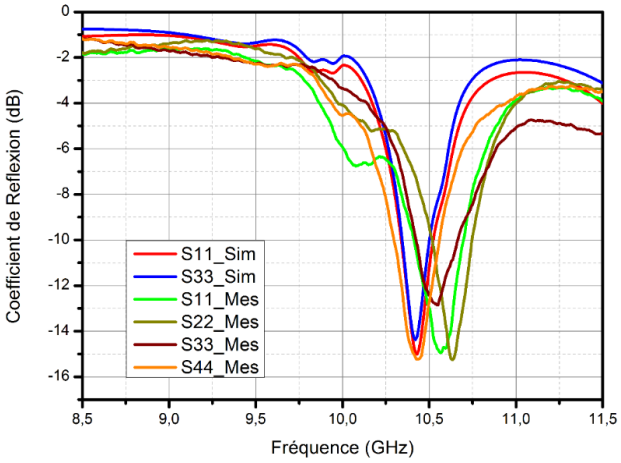


(a) **(b)**

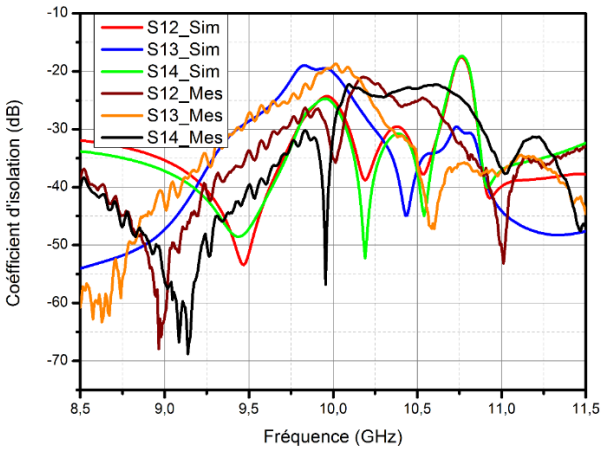
Figure 4. 22: Photos du prototype réalisé : (a) Vue de dessus ; (b) Vue de dessous.

III.3.1. Paramètres de réflexions et d'isolations

Les Figures 4.23 et 4.24 illustrent la comparaison entre la simulation et la mesure des paramètres S des deux configurations de la structure. Nous remarquons une très une bonne concordance entre les simulations et les mesures sur les coefficients de réflexion *Sii* des quatre ports du réseau ainsi que les isolations entre les différents ports. Les mesures du coefficient d'isolation sont restées en dessus de 25dB dans la bande fréquence 10,2 à 10,6GHz. Le Tableau 4.3 présente une comparaison des résultats de simulation et mesures des paramètres S associés pour chaque configuration du réseau d'antenne.

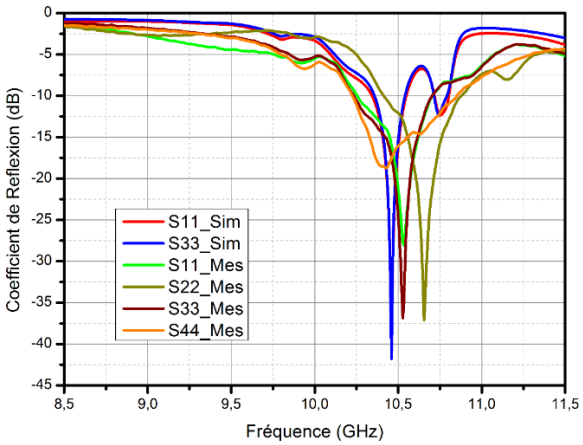


(a)

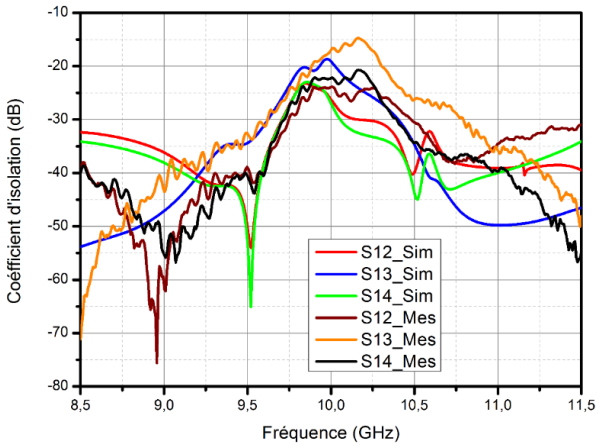


(b)

Figure 4. 23: Les paramètres S simulés et mesurés de la première configuration du réseau d'antennes : (a) coefficients de réflexion (b) coefficients d'isolation



(a)



(b)

Figure 4. 24: Les paramètres S simulés et mesurés de la première configuration du réseau d'antennes : (a) coefficients de réflexion (b) coefficients d'isolation

Tableau 4.3: Paramètres S simulés et mesurés pour les deux configurations de l'antenne

		Simulation (dB)	Mesures (dB)			
			Port 1	Port 2	Port3	Port 4
Config.1	1 : 1	-14,8	-13,1	-27	-24	-30
	2 : 1	-32	-27	-12	-26	-24
	3 : 1	-30	-24	-26	-11,6	-26
	4 : 1	-33	-30	-24	-26	-15,2
Config.2	1 : 1	-35	-25	-26	-32	-23
	2 : 1	-29	-26	-35	-26,7	-26
	3 : 1	-42	-32	-26,8	-34	-24
	4 : 1	-31	-23	-29,5	-24	-18

III.3.2. Mesures des diagrammes de rayonnement

Les mesures des diagrammes de rayonnement ont été réalisées à l'aide du banc 3D présent au sien du laboratoire Electronique Antenne et Télécommunications. Dans le cas de la mesure de la première configuration, les deux ports d'alimentation en position diagonale à savoir P1 et P3 ou P2 et P4 doivent fonctionner simultanément, nous avons utilisé un diviseur de puissance 1 vers 2 pour produire une excitation de même amplitude et même phase sur chaque port (Figure 4.25).

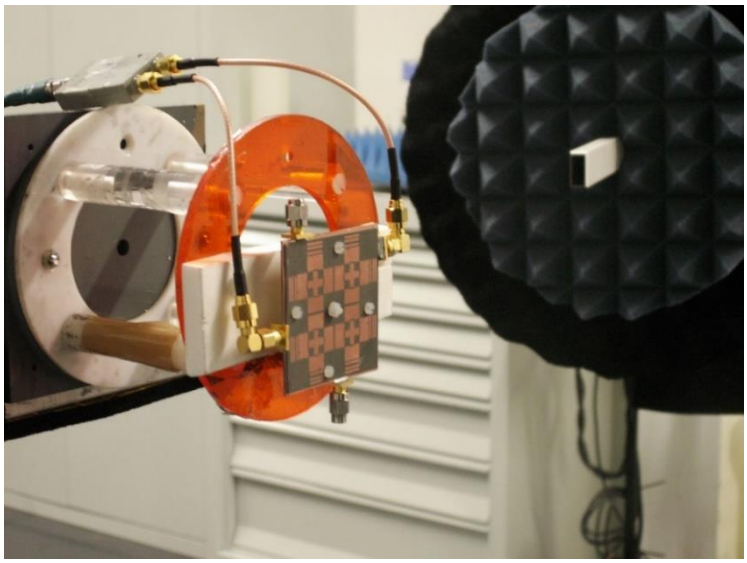


Figure 4. 25: Photographie du prototype du réseau monté sur le banc 3D du laboratoire LEAT

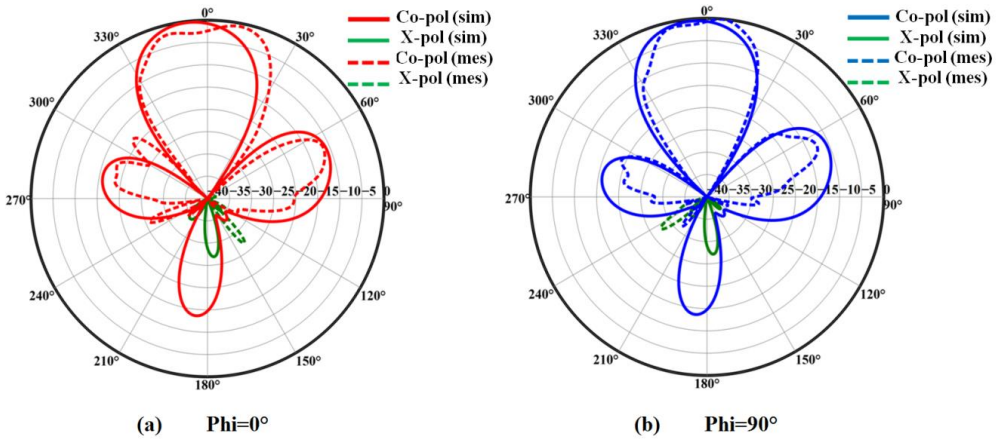


Figure 4. 26: Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés pour la première configuration (sans courts-circuits) : (a) P1 et P3 excités, (b) P2 et P4 excités

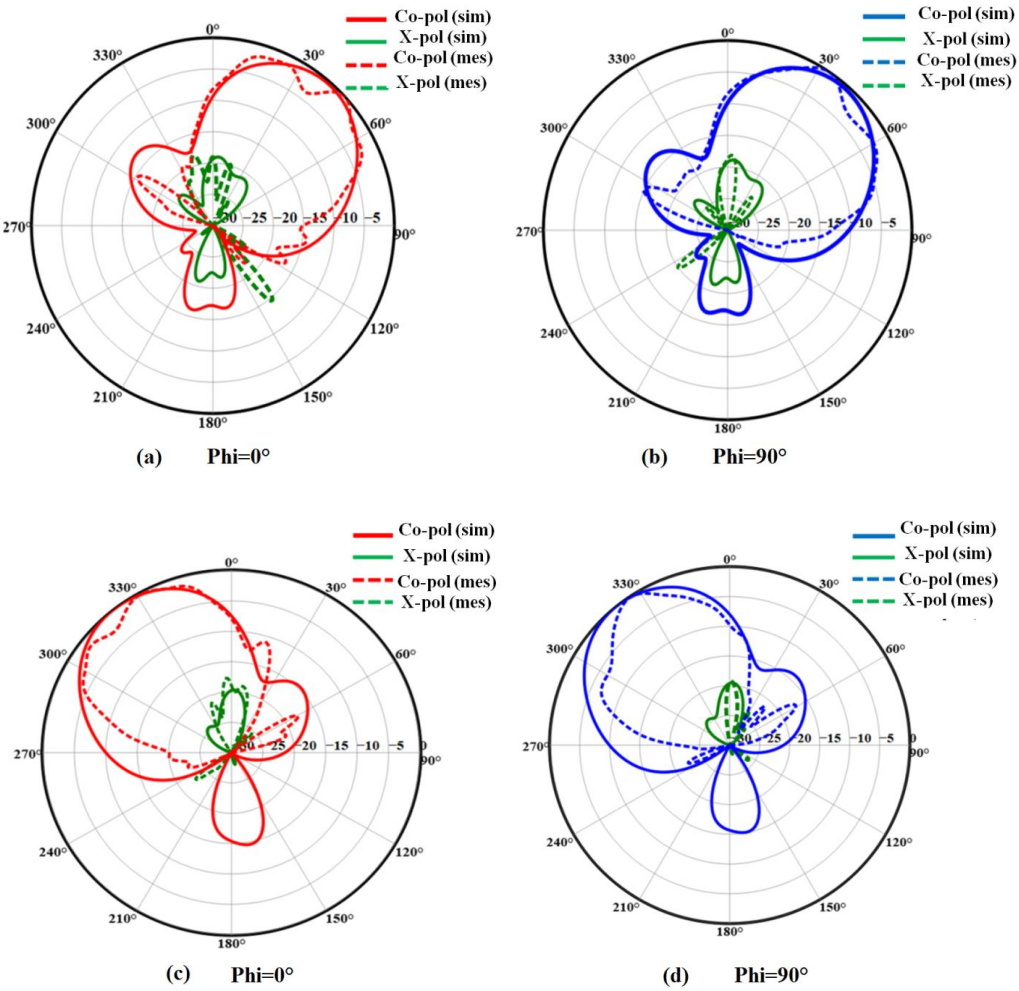


Figure 4. 27: Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés pour la deuxième configuration (avec courts-circuits) : (a) P1 excité, (b) P2 excité, (c) P3 excité, (d) P4 excité

Les Figures 4.26 et 4.27 illustrent les diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan plan xoz et dans le plan yoz mesurés et simulés dans l'ensemble des états des deux configurations de l'antenne. Une bonne concordance a été observée entre les mesures et les simulations pour la composante principale de la première configuration avec un niveau inférieur -30dB sur les composantes croisées. Concernant la deuxième configuration, quelques ondulations ont été observées. Ceci peut expliquer par le positionnement des ports SMA. En effet, la dimension importante des SMA peut perturber le diagramme de rayonnement dans la deuxième configuration de l'antenne. Le niveau de la polarisation croisé mesurée est de -17dB. Le Tableau 4.4 présente une synthèse de l'ensemble des résultats de gains et d'efficacités pour les deux configurations.

Tableau 4. 4 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés pour les deux configurations

Ports				Gain (dBi)		Plan	Ouver. mi-puissance mesurée	Efficacité mesurée (%)
P 1	P 2	P 3	P 4	Sim	Mes			
1	0	1	0	12,2	11,1	z∠0°	27,72°~ 343,35°	67
0	1	0	1	12,2	11,5	z∠90°	27,91° ~ 343,19°	70
1	0	0	0	9,5	9,06	+x	8° ~ 77,03°	77
0	1	0	0	9,5	9,17	+y	8,99° ~ 77,18°	82
0	0	1	0	9,3	8,9	-x	284,64°~354,37°	78
0	0	0	1	9,3	8,8	-y	284,16°~355,01°	75

Cette différence entre les niveaux de gain simulés et mesurés peut être due à plusieurs paramètres à savoir l'utilisation d'un diviseur de puissance et de deux câbles coaxiaux qui n'ont pas été pris en compte dans la simulation. Un léger décalage a été remarqué lorsque les ports 1 et 3 sont excités. Le niveau de gain est 11,1dBi pour la première configuration avec une ouverture à mi- puissance de 40° entre -20° et 20° dans chaque plan orthogonal. Dans les deux états de cette configuration de l'antenne, l'efficacité mesurée est supérieure à 67%. Pour la

deuxième configuration, le niveau du gain mesuré devient moins important il est environ autour de 9dBi dans les quatre états. L'ouverture à mi- puissance vaut 70° dans chaque demi-plan orthogonal avec une efficacité mesurée supérieure à 75%. La couverture totale dans chaque plan orthogonal est de 143°.

Globalement, les résultats obtenus pour les mesures des paramètres S et les diagrammes de rayonnement ont été très satisfaisants pour cette structure. Une très bonne concordance avec les simulations. Mais le problème réside sur le fait d'utiliser deux configurations pour la reconfiguration de diagramme de rayonnement. En comparaison avec les résultats dans la structure à un seul élément, on remarque une augmentation du gain avec un réduction du nombre de configurations pour une commutation du faisceau dans les deux plans. Mais l'objectif demeure la production d'un gain plus élevé sans modification de configuration mais juste en commutant les ports d'excitation pour retrouver le même comportement à savoir une reconfiguration de diagramme de rayonnement dans les deux plans.

Dans la section suivante nous présentons une nouvelle architecture de réseau planaire 2×4 éléments rayonnants afin de produire la diversité de diagramme de rayonnement dans un plan unidimensionnel par commutation des ports d'excitation.

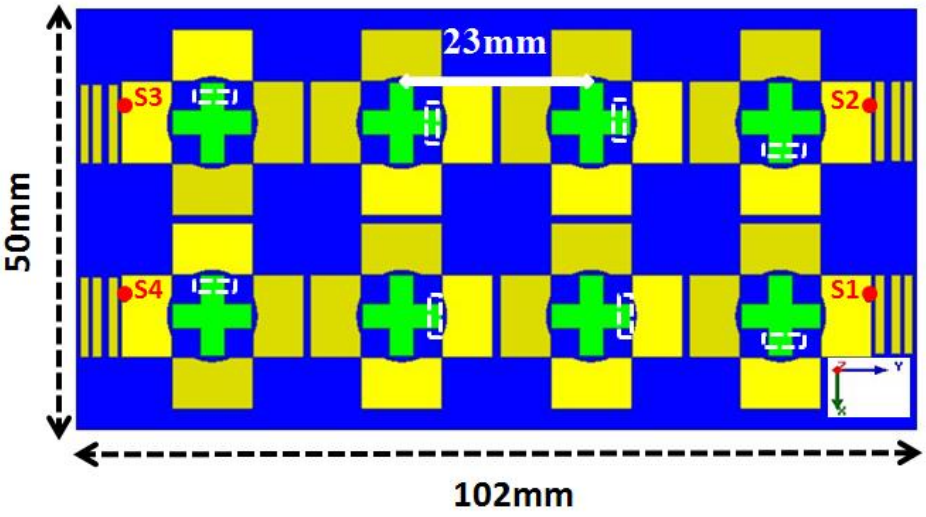
IV. Réseau planaire d'antennes reconfigurable en diagramme de rayonnement dans le plan yoz

En se basant sur la structure présentée dans la section précédente, l'antenne proposée permet de réaliser une diversité en diagramme de rayonnement dans les deux plans orthogonaux. Le principe de fonctionnement repose sur la commutation simultanée entre les ports d'excitation et les courts-circuits. Cependant, la réalisation de la diversité n'est pas simple avec deux configurations. Dans cette section nous allons proposer un réseau d'antennes reconfigurable en diagramme de rayonnement par commutation entre les différents ports d'excitation afin d'avoir une structure à une seule configuration. Cette structure permet de produire trois faisceaux grâce à trois sous-réseaux à excitations indépendantes.

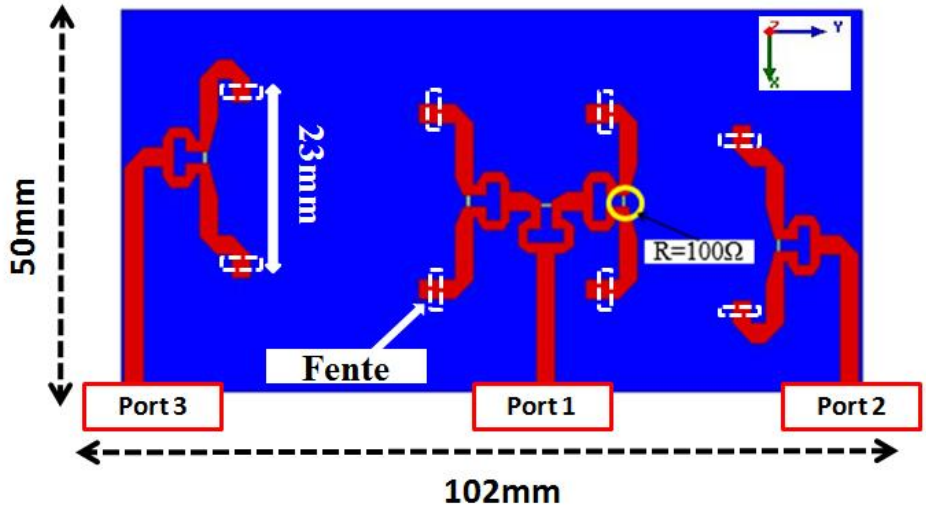
IV.1. Structure proposée

Le réseau d'antennes proposé est composé de 2×4 éléments rayonnants d'une taille totale de 50×102mm^2. Le système d'alimentation est réalisé par deux diviseurs de puissance 1 vers 2

et un diviseur de puissance de 1 vers 4 de type Wilkinson. Les Figures 4.28.a et 4.28.b illustrent respectivement la vue dessus et de dessous de la structure.



(a)



(b)

Figure 4. 28: Géométrie du réseau d'antennes à huit éléments rayonnants (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous

IV.2. Résultats de simulation

Le diviseur de puissance 1 vers 4 permet de produire une excitation des quatre éléments rayonnants du milieu afin de pointer le faisceau directif dans l'axe z. La diversité du faisceau dans les demi-plans positif et négatif est obtenue lorsque le diviseur de puissance 2 ou 3 est

excité avec l'aide deux courts-circuits et des directeurs placés de chaque côté. La figure 4.29 présente les résultats des diagrammes de rayonnements 3D obtenus en simulations.

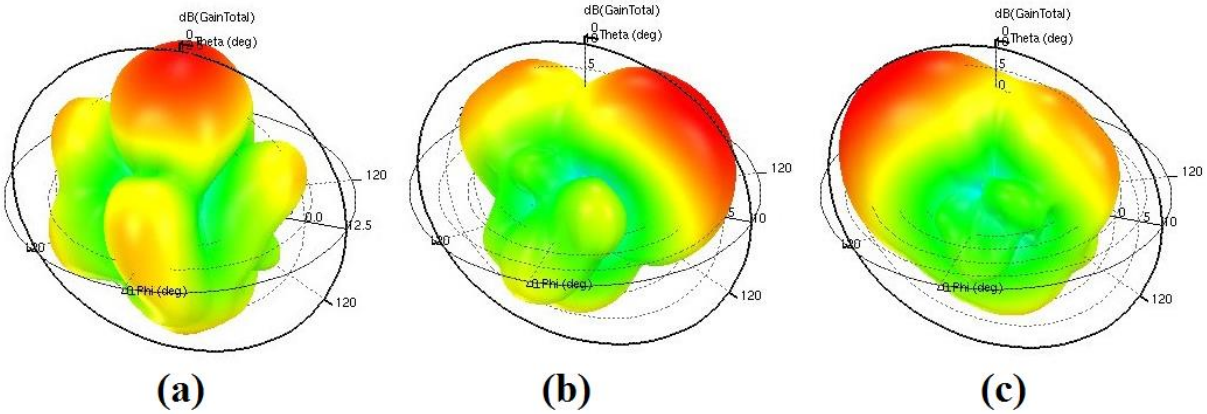
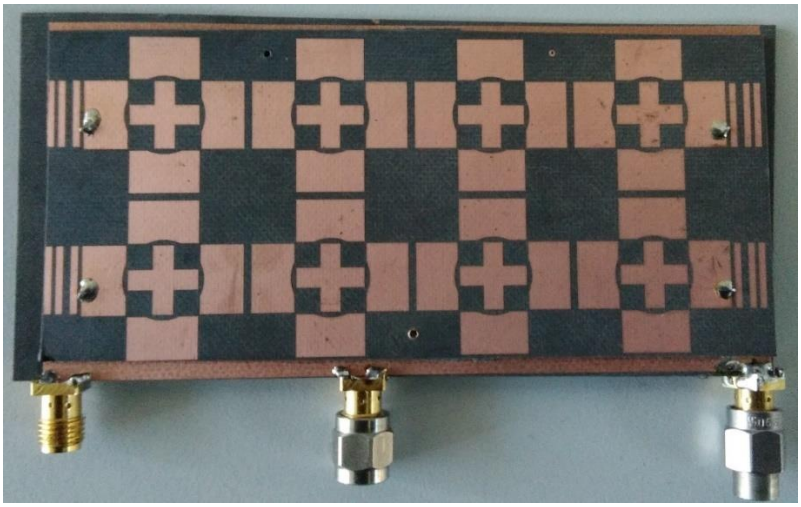


Figure 4. 29: Diagrammes de rayonnement 3D (Gain) simulés du réseau d'antennes (a) P1 excité ; (b) P2 excité ; (d) P3 excité

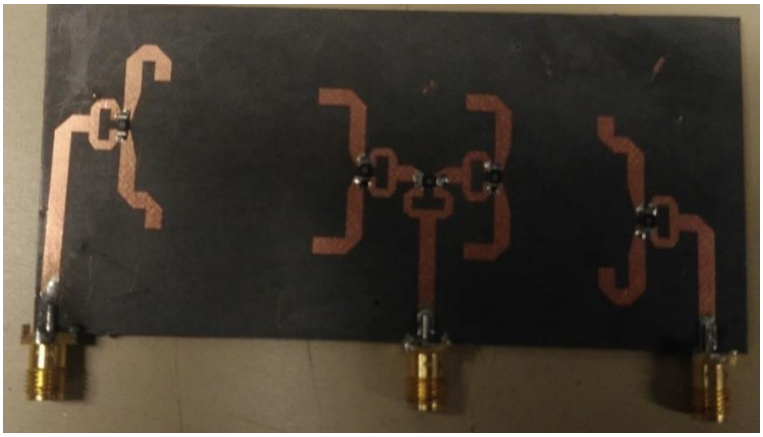
Nous remarquons que la structure permet de produire une diversité en diagramme de rayonnement avec de très bon niveaux de gain à savoir 12,2dBi dans l'axe lorsque le port 1 est excité et 10,3dBi lorsque les ports 2 ou 3 sont actifs. Ces faisceaux directifs permettent également d'avoir une couverture à mi- puissance de 162° dans l'axe yoz. Tout ceci, est obtenu par un changement simple des ports d'excitation ce que nous avons jugé très intéressant dans cette structure. Afin de valider ces comportements de la structure, un prototype a été fabriqué.

IV.3. Validation expérimentale

Le prototype de ce système réseau d'antennes à 8 éléments rayonnants proposé en simulation a été fabriqué. La Figure 4.30 illustre une photo de la vue de dessus et de dessous de la structure réalisée. Toujours dans une logique d'avoir une excitation par couplage, les antennes et le système d'alimentation sont imprimés sur deux substrats de type Rogers Duroid d'épaisseur 0,787mm et de taille différente. La fabrication d'une structure multicouche n'est jamais simple raison pour laquelle plusieurs repères ont été mis afin d'avoir un très bon alignement lors de l'assemblage. La taille globale de l'antenne réalisée est de 65x108 mm^2.



(a)

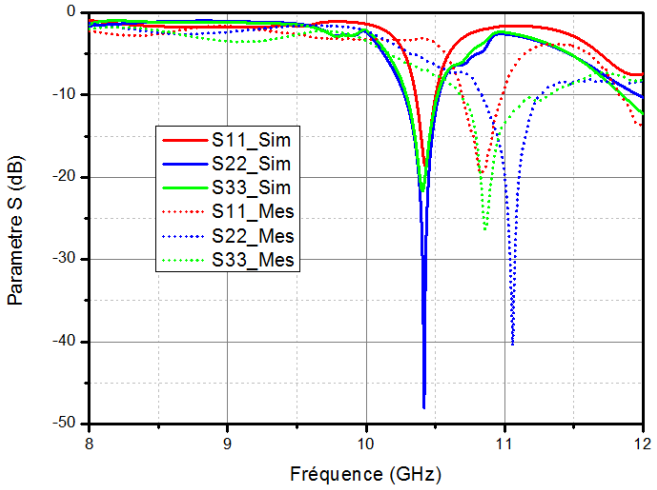


(b)

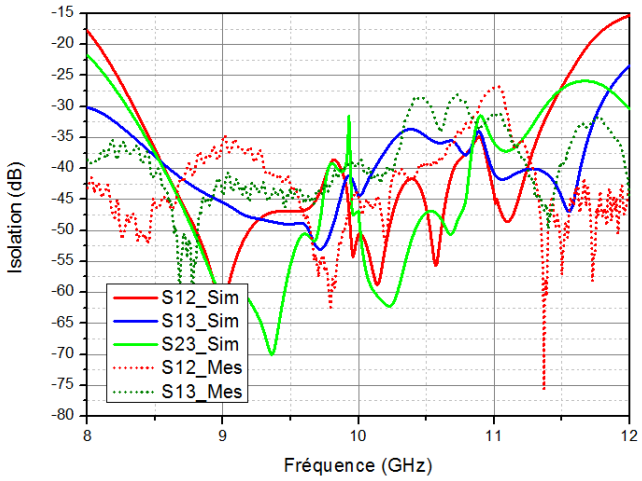
Figure 4. 30 : Photos du prototype réalisé : (a) Vue de dessus ; (b) Vue de dessous.

IV.3.1. Paramètres de réflexions et d'isolations

Afin de valider le prototype réalisé, nous avons mesuré les paramètres S de l'antenne. Les Figures 4.31.a et 4.31.b présentent la comparaison entre la simulation et la mesure des coefficients de réflexions *Sii* des trois ports d'accès, ainsi que les isolations *Sij* entre les différents ports. Les mesures des paramètres *Sii* sont en bonne concordance avec les simulations avec un niveau d'adaptation inférieur à -10dB dans la bande de fréquence. Nous constatons également une légère différence qui peut être expliquée par les difficultés de fabrication. Nous pouvons remarquer que sur la Figure 4.31.b les isolations mesurées sont supérieures à 25dB dans toute la bande de fréquence.



(a)

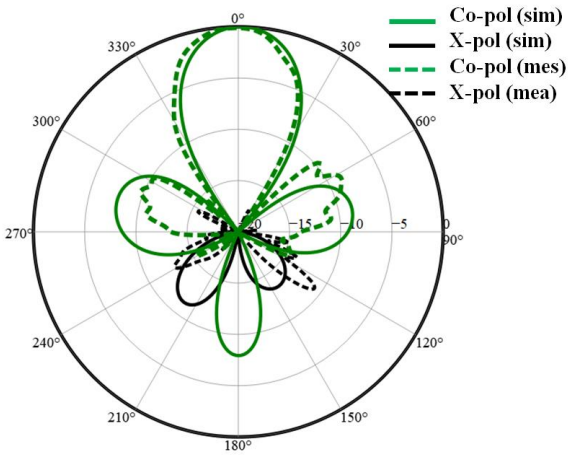


(b)

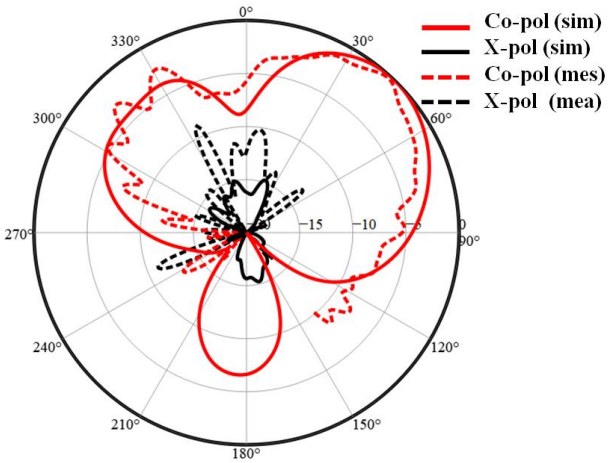
Figure 4. 31 : Paramètres S simulés et mesurée : (a) coefficients de réflexion (b) coefficients d'isolation entre ports

IV.3.2. Mesures des diagrammes de rayonnement

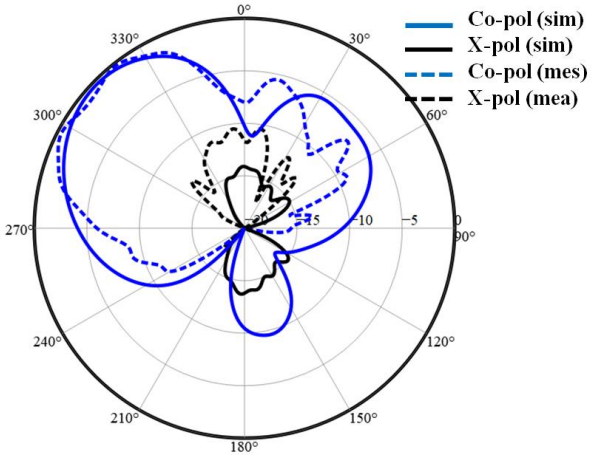
Les Figures 4.32.a, 4.32.b et 4.32.c représentent les diagrammes de rayonnement normalisés mesurés et simulés en 2D pour chaque port d'excitation de l'antenne. Une bonne concordance a été observée entre les mesures et les simulations sur la composante principale avec un niveau inférieur de -20dB sur les composantes croisées. Un gain maximal de 11,8dBi a été mesuré lorsque le port 1 est actif et un minimum de 9,65dBi si les autres à savoir 2 ou 3 sont excités. La combinaison de l'ensemble des faisceaux mesurés permet d'obtenir une couverture à mi- puissance de 147° dans le plan yoz.



(a)



(b)



(c)

Figure 4. 32 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans le plan yoz: (a) P1 excité, (b) P2 excité, (c) P3 excité

V. Réseau planaire d'antennes 4×4 reconfigurable en diagramme de rayonnement avec double polarisation

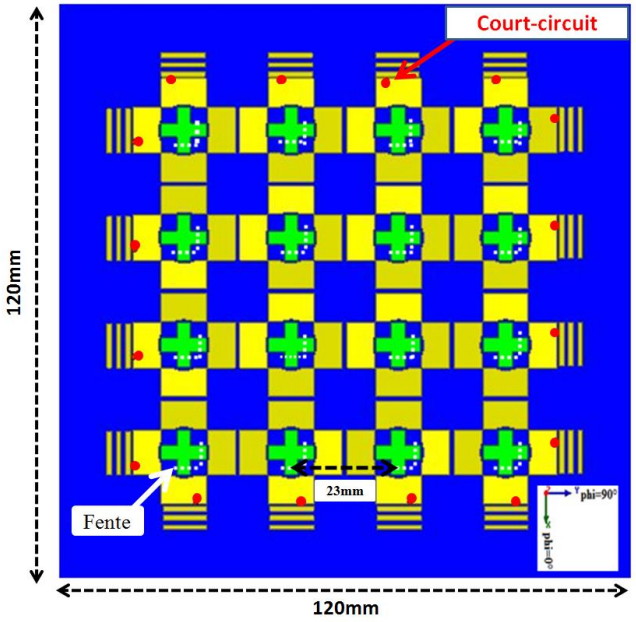
Le premier réseau d'antennes présenté dans ce chapitre permet d'avoir une reconfiguration du diagramme de rayonnement dans les deux plans orthogonaux grâce à la commutation simultanée des ports d'excitation et des courts-circuits. Les six faisceaux ont été obtenus par deux modes de configurations de l'antenne. L'utilisation de cette structure pour une pratique idéale nécessitera deux switches programmables l'un pour la gestion des ports et l'autre pour la commutation des diodes PIN. La deuxième structure a été développée pour réduire les difficultés de reconfiguration en diminuant leur nombre. Le réseau à huit éléments permet d'avoir une commutation du faisceau en se basant juste sur le changement des ports d'excitation. La mise en œuvre ne demande qu'un seul switch pour sélectionner le port d'accès dans la direction souhaitée. L'inconvénient de cette structure est que la couverture est dans un seul plan. C'est ainsi que dans cette dernière partie l'objectif sera de développer un réseau d'antenne à gain beaucoup plus élevé tout en gardant les acquis de la diversité dans les deux plans orthogonaux avec une seule configuration.

V.1. Structure proposée

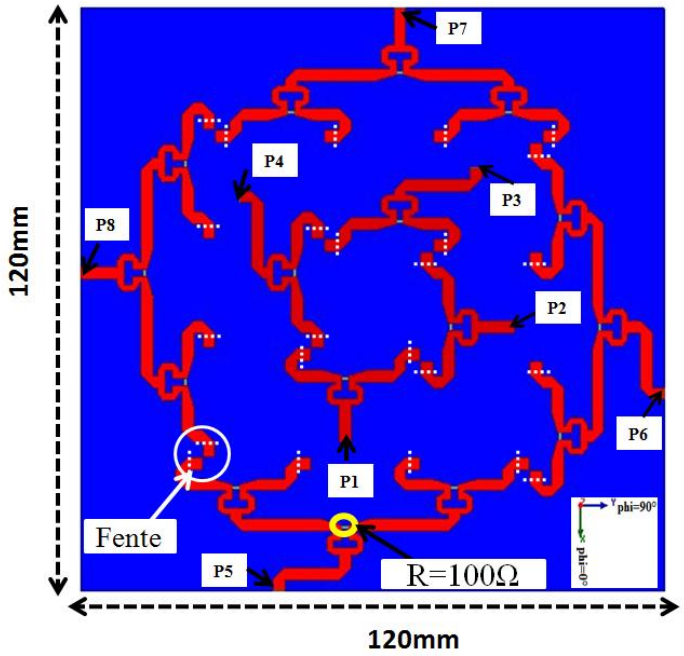
Généralement pour augmenter le gain d'une antenne, l'une des solutions consiste à augmenter le facteur réseau. Ce dernier reste proportionnel au nombre d'élément rayonnant. Dans cette section, nous proposons une nouvelle architecture de réseau planaire composé de 4×4 éléments rayonnants dans le but de produire beaucoup plus de gain tout en gardant la diversité du diagramme de rayonnement déjà acquise avec une seule configuration. Les Figure 4.33.a et 4.33.b présentent la structure globale de l'antenne. Les éléments parasites autour des quatre éléments centraux doublement excités ne sont pas court-circuités. Seuls les éléments parasites situés sur l 'extérieur du réseau sont connectés au plan de masse par un court-circuit. De plus nous avons placé trois directeurs à côté de ces éléments parasites (Figure 4.33.a). Au niveau de la couche du système d'alimentation (Figure 4.33.b), nous avons huit ports d'excitation dont 4 diviseurs de puissance 1 vers 2 et 4 diviseurs 1 vers 4.

Le principe de fonctionnement de cette structure repose sur la commutation des ports à savoir lorsqu'on souhaite diriger le faisceau dans l'axe z du plan xoz les ports d'accès P1, P3, P5 et P7 sont activés et les autres chargés à 50 Ω. Cependant, lorsqu'on veut changer de plan afin de pointer le faisceau dans la même direction mais dans le plan yoz les ports P1, P3, P5 et P7 sont chargés à 50 Ω tandis que les autres sont activés. Une différence de phase de 180° a

été ajoutée entre les diviseurs de puissance 1 vers 4 c'est-à-dire entre P5 et P7 mais aussi entre P6 et P8. Ceci a pour but de compenser l'orientation de l'excitation des éléments rayonnants afin d'éviter les effets destructifs des diagrammes de rayonnement dans l'axe. De même, des études ont été menées sur la différence de phase entre le diviseur 1 vers 2 et 1 vers 4 de même orientation d'excitation. La commutation du faisceau dans les quatre demi-plans nécessite-



(a)



(b)

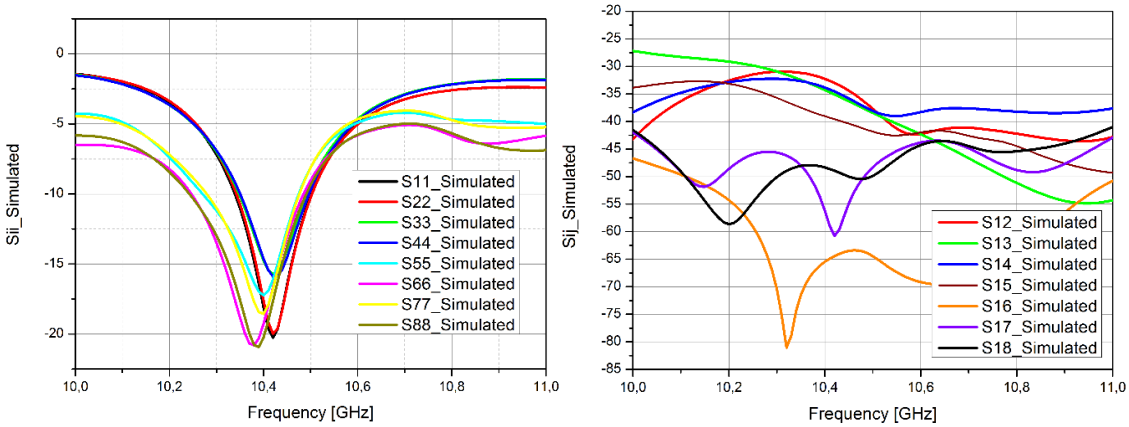
Figure 4. 33: Géométrie du réseau à 16 éléments rayonnants (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous

-ra de choisir l'un des ports d'accès des diviseurs de puissance 1 vers 4. L'excitation de P5 permet de reconfigurer le diagramme de rayonnement dans la direction des x positif et la direction opposée est obtenue si seulement le port P7 est activé et les autres ports chargés à 50 Ω. Dans le plan yoz, le faisceau est directif dans le demi-plan positif si le port d'excitation 6 est ON ou dans le demi-plan négatif si le port d'excitation 8 est ON.

V.2. Résultats de simulations

V.2.1. Paramètres de réflexions et isolations

Les Figures 4.34.a et 4.34.b présentent respectivement les résultats des coefficients de réflexion et d'isolation. Nous constatons que l'antenne est bien adaptée autour de la fréquence centrale 10,4GHz avec un niveau de coefficient de réflexion pour les huit ports inférieurs à -10dB. Les diviseurs 1 vers 4 offrent plus de bande passante allant de 10,2 à 10,5GHz. Le niveau de coefficients d'isolation présentés sur la Figure 4.34.b montre que le couplage obtenu entre tous les ports est inférieur à -30dB.



(a) **(b)**

Figure 4. 34: Simulation des paramètres S : (a) coefficients de réflexion ; (b) coefficients d'isolation

V.2.2. Diagrammes de rayonnement

Les Figures 4.35 à 4.40 présentent la distribution du courant surfacique et le diagramme de rayonnement en 3D de chaque état de la configuration de l'antenne. Les trois Figures 4.35 à 4.37 montrent respectivement les faisceaux de commutation obtenus dans le plan xoz. De même, les Figures 4.38 à 4.40 présentent la reconfiguration des trois faisceaux dans le plan yoz. Les diagrammes de rayonnement ont été tracés à la fréquence de résonance 10,4GHz.

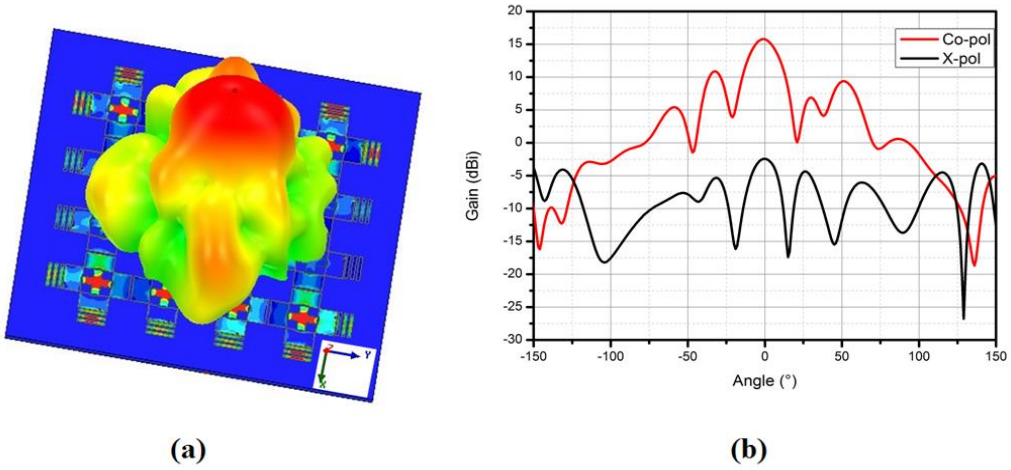


Figure 4. 35: P1, P3, P5 et P7 excités : (a) densité de courant surfacique et diagrammes de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan xoz (phi=0°)

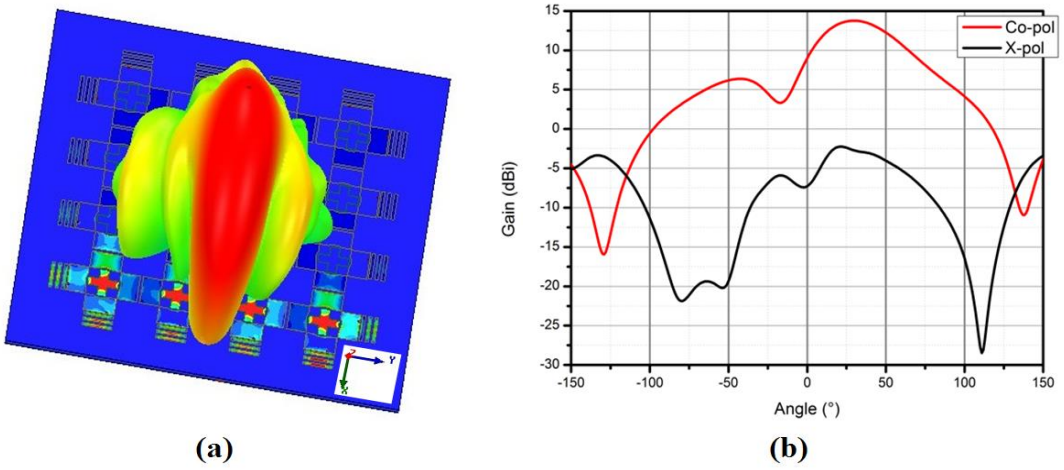


Figure 4. 36: P5 excité : (a) densité de courant surfacique et diagrammes de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan xoz (phi=0°)

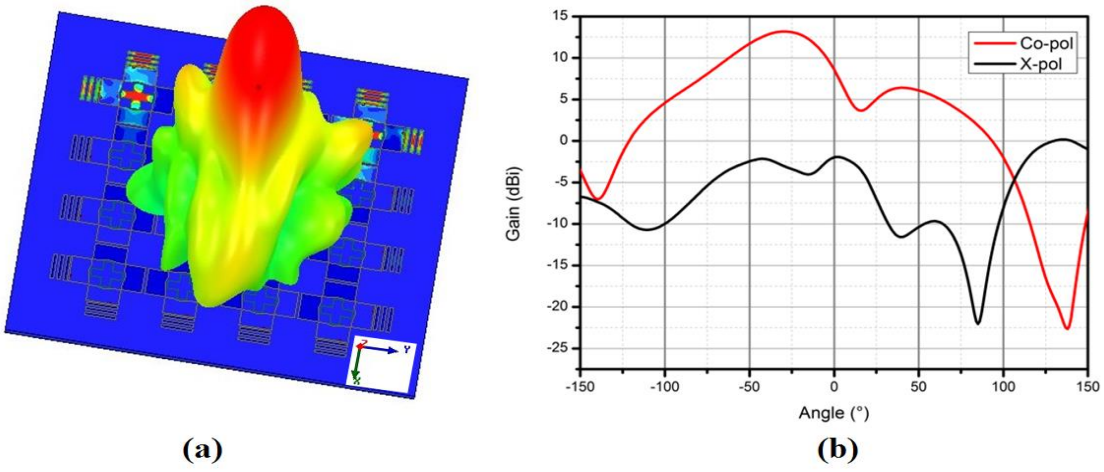


Figure 4. 37: P7 excité : (a) densité de courant surfacique et diagrammes de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan xoz (phi=0°)

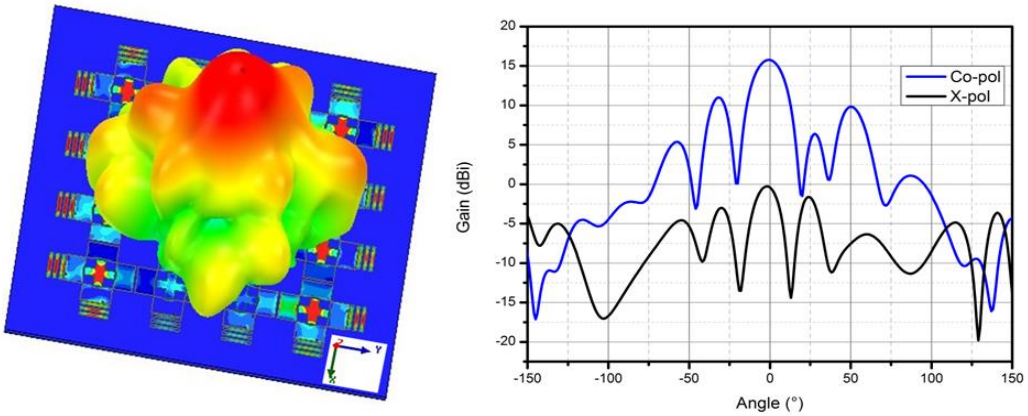


Figure 4. 38: P2, P4, P6 et P8 excités : (a) densité courant surfacique et diagrammes de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

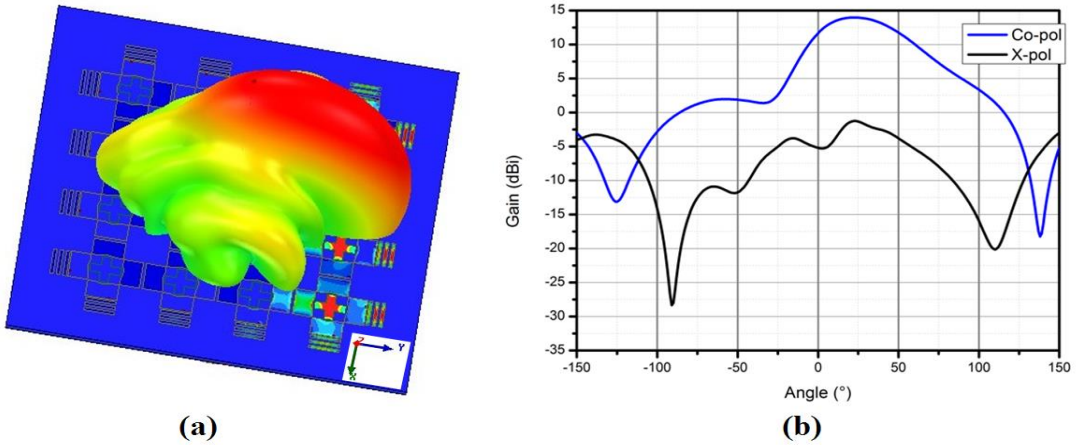


Figure 4. 39: P6 excité : (a) densité de courant surfacique et diagrammes de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

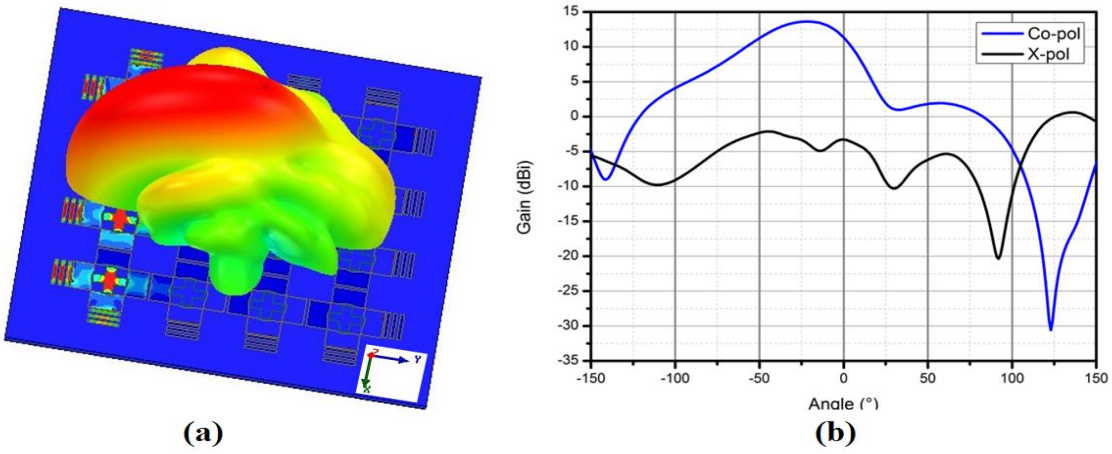


Figure 4. 40: P8 excité : (a) densité de courant surfacique et diagrammes de rayonnement 3D simulés, (b) diagrammes de rayonnement 2D dans le plan yoz (phi=90°)

Nous pouvons constater que sur les Figures 4.35.b et 4.38.b les faisceaux pointent bien dans l'axe z avec un niveau de polarisation principale égal à 15,2dBi grâce à l'effet constructif des différents ports d'excitation. Le niveau de la polarisation croisée est en dessous de 0dBi dans les deux plans. Grâce à cette forte directivité, ce réseau d'antennes offre une faible ouverture à mi- puissance de 21° entre -11° et 10° dans chaque plan orthogonal. Lorsque le port d'excitation P5 est actif et les autres chargés à 50 Ω, les quatre éléments rayonnants sont excités formant ainsi un réseau linéaire. Le faisceau pointe dans la direction 25° dans le plan phi=0° avec un niveau de polarisation principale égale à 13,8dBi avec une couverture à mi- puissance de 5,3° à 55,6° (Figure 4.36.b). Dans ce même plan, le faisceau pointe dans la direction θ=-25° avec une couverture angulaire de -54° à -6,4° lorsqu'uniquement le port 7 est excité (Figure 4.37.b). Le niveau de polarisation principale est égal à 13,2dBi et celui de la polarisation croisée le plus élevé vaut -3dBi. Cette différence de niveau entre les deux polarisations principales entre les ports P5 et P7 est due certainement à cette longueur de 180° entre les deux ports. Dans le plan phi=90°, le diagramme de rayonnent est directif dans la direction θ=25° si le port 6 est excité (Figure 4.39.b) ou dans la direction θ=-25° si le port 8 est actif (Figure 4.40.b). Les mêmes couvertures obtenues dans le plan (xoy) pour les ports 5 et 7 on était retrouvées dans le plan (yoz) lorsqu'uniquement le port 6 ou le port 8 est activé. Dans cette structure, la combinaison des six faisceaux permet d'obtenir une couverture à mi-puissance de 110° dans chaque plan orthogonal. Un très bon niveau d'efficacité totale (plus de 80%) a été obtenu dans la bande. Le Tableau 4.5 illustre une synthèse des résultats de simulation des diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes.

Tableau 4. 5 : Récapitulatif des différents ports d'excitation selon la direction de dépointage souhaitée

Ports d'excitations								Plan		Ouverture	Gain max (dBi)
P1	P 2	P 3	P 4	P5	P 6	P 7	P 8	xoz	xoz		
ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	0°	-	-11,4° ~ 10°	15,2
OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	-	0°	-11,3° ~ 10°	15,2
OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	25°	-	5,5° ~ 55°	13,8
OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	-	25°	-5,1° ~ 56°°	13,2
OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	-25°		-54° ~ -6,4°	13,8
OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	-	-25°	-54,6° ~ -5°	13,2

VI. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous nous sommes intéressés à la conception et la réalisation de plusieurs architectures de réseau d'antennes reconfigurable en diagramme de rayonnement avec une double polarisation. Ces effets de diversité ont été introduits dans le chapitre précèdent dans une structure à un seul élément rayonnant. Leurs applications dans les réseaux d'antennes visent principalement à l'augmentation de la directivité avec une commutation intelligente du faisceau.

Dans un premier temps, le premier réseau planaire d'antennes a été développé après les études préalables sur la distance inter-éléments rayonnants. Ce réseau est composé de quatre éléments rayonnants chacun doublement excité par quatre diviseurs de puissance de type Wilkinson. Le fonctionnement repose sur deux configurations pour enfin obtenir trois faisceaux commutables dans chaque plan orthogonal. Une très bonne concordance entre les simulations et les mesures a été obtenue avec un gain de 11,5dBi et une couverture angulaire à mi- puissance de 143° dans chaque plan.

Dans un second temps, un réseau planaire 2×8 éléments est présenté. Un système d'alimentation composé par deux diviseurs de puissance de 1 vers 2 et un diviseur de 1 vers 4 a été utilisé pour commuter les faisceaux. La particularité de cette structure est le fait que l'agilité du diagramme de rayonnement dépend uniquement des ports d'excitation contrairement au premier réseau dont la commutation du faisceau dépendait à la fois des ports d'excitation et des courts-circuits. Les mesures sont en bon accord avec la simulation avec un gain maximal de 11,8dBi et une couverture de 147° dans un seul plan.

Dans un troisième temps, une structure avec 4×4 éléments rayonnants a été conçue sur une taille de 120×120 mm^2. Ce réseau d'antennes est excité par 4 diviseurs de 1 vers 2 et 4 diviseurs de 1 vers 4. Par commutation uniquement entre les ports d'excitation, nous avons retrouvé l'agilité du diagramme de rayonnement et une double polarisation avec beaucoup plus de gain. Cette structure offre un gain de 15,2dBi dans l'axe z et par combinaison des faisceaux une couverture angulaire à mi- puissance de 110° est obtenue dans chaque plan orthogonal.

Conclusion générale

L'ambition première a été de proposer une nouvelle technique de commutation de faisceau d'un réseau planaire d'antennes afin de satisfaire les besoins des exigences du standard 5G. Les principaux objectifs de ces travaux de thèse étaient la conception, l'optimisation et la caractérisation de réseaux d'antennes reconfigurables en diagramme et en polarisation dans les bandes millimétriques.

Le premier chapitre a consisté à présenter les besoins d'aller vers un nouveau standard des systèmes de communication des réseaux mobiles. Nous avons fait un rappel historique des générations de réseaux mobiles. Ensuite nous nous sommes attachés à présenter les différentes exigences du nouveau standard 5G. L'augmentation de la capacité d'hébergement, la réduction de la consommation énergétique, la latence… font partie des exigences les plus demandées. Pour tenter de répondre à ces exigences, nous avons montré les différentes technologies sur lesquelles devront s'appuyer ce nouveau standard. Nous avons montré que l'utilisation des bandes de fréquences millimétriques est une solution pour augmenter la bande passante afin d'éliminer le problème de saturation du réseau. L'utilisation de la technologie MIMO à l'échelle massive devra permettre de répondre aux exigences liées aux augmentations du débit et de l'efficacité spectrale. Une troisième technologie de la 5G, le full duplex qui consiste à utiliser entièrement la bande passante dans les deux sens de communication a été également présentée. Enfin, nous avons présenté l'avantage de l'utilisation de la technologie Small cell comme une solution idéale pour la densification et la couverture omniprésente du réseau. Bien que potentiellement très intéressante, cette technique appliquée au niveau de la couche physique devra s'accompagner de la diversité du diagramme de rayonnement et de polarisation du réseau d'antenne. Ceci dans le but de focaliser l'énergie vers l'utilisateur en plus de réduire les interférences.

Dans le chapitre 2, nous avons survolé dans un premier temps les différentes architectures de réseaux d'antennes pour son utilisation dans les Small Cells. Une analyse théorique des architectures des réseaux linéaire, planaire et circulaire a été présenté. Cette étude, nous a permis de déterminer le facteur de réseau de chaque structure. Ce facteur caractérise la variation du gain par rapport au nombre d'éléments rayonnants. Dans la seconde partie du chapitre nous avons détaillé les différentes techniques de commutation du faisceau d'un réseau d'antennes trouvé dans la littérature, dont la technique par réseau phasé qui est celle la plus utilisée à

l'heure actuelle pour le dépointage de faisceau. Elle dépend du changement de pondération en amplitude et en phase de chacun des éléments rayonnants du réseau. Enfin, nous avons présenté un tableau récapitulatif de l'ensemble de ces techniques avec un synthèse des avantages et inconvénients de chacune d'entre elles.

Dans le troisième chapitre, nous avons étudié une antenne patch à diagramme de rayonnement reconfigurable avec double polarisation dans la bande millimétrique pour le standard 5G. Dans un premier temps, une étude comparative sur les différents types d'alimentation a été menée sur des antennes planaires de forme de rectangulaire. Les résultats obtenus par la technique d'alimentation par couplage présentent de meilleurs atouts que ceux de l'excitation par contact direct. En effet, un élargissement de la bande passante de plus 3% a été noté. Ensuite, pour produire la double polarisation la structure a été remplacée par un élément rayonnant en forme de croix. Avec une double excitation orthogonale, l'antenne offre un parfait changement de polarisation pour chaque port excité dans chaque plan orthogonal. En plus de cette double polarisation, la technique de reconfiguration du diagramme par élément parasite a été retenue. Premièrement, l'étude sur l'orientation de l'élément parasite par rapport au positionnement de la ligne d'alimentation a été faite. Ceci a permis de bien situer dans quelle direction devra être positionné l'élément parasite afin d'obtenir une modification de la densité du courant surfacique sans changer la longueur électrique. Après avoir déterminée l'orientation de l'élément parasite, l'étude de ses dimensions a permis d'observer le changement de faisceau à la fréquence de résonance 26GHz. A ce niveau l'élément parasite joue un rôle de réflecteur car le faisceau pointe dans le sens opposé de sa position. Ce pendant pour obtenir le dépointage dans la direction de l'élément parasite, un court-circuit a été intégré entre l'élément parasite et le plan de masse. En généralisant avec deux éléments parasites court-circuités, l'antenne a permis par commutation entre trois configurations de produire trois faisceaux dans le plan unidimensionnel xoz. Un niveau d'adaptation inférieur à -10dB entre 25,5GHz et 26,5GHz a été obtenu. En regroupant les trois faisceaux, l'antenne permet de couvrir 120° avec un gain maximum de 5,2dB et un niveau de polarisation croisée inférieur à −8dB. Une augmentation de l'angle de dépointage et du gain a été obtenue grâce à la technique de Yagi par l'utilisation des directeurs. Dans la perspective d'assurer la couverture dans les deux plans, l'antenne est doublement excitée et l'élément rayonnant entouré par quatre éléments parasites court-circuités. Cette dernière structure permet de produire six faisceaux, trois dans chaque plan grâce à trois configurations. Une couverture de 160° dans chaque plan orthogonal avec un gain maximum de 5,1dB a été obtenu à la fréquence de résonance avec un niveau de polarisation

croisée entre −8dB et -25dB selon les configurations. Pour des difficultés de réalisation, nous avons repris les procédures de conception pour lequel l'optimisation se fera à 10,4GHz. Avec des modifications du substrat sur lequel est imprimé les deux lignes d'alimentation et du nombre de directeurs, une bonne concordance entre les résultats mesurés et simulés est obtenue. Les résultats présentés ont donc permis de répondre au premier objectif de mes travaux de thèse à savoir la proposition d'une antenne à un seul élément rayonnant reconfigurable en diagramme de rayonnement avec double polarisation dans les bandes de fréquences millimétriques.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté la conception et la réalisation de réseaux d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement avec une double polarisation. Dans un premier temps, une étude a été effectuée sur la distance inter-éléments dans le but d'avoir les niveaux d'isolation et de lobes secondaires les plus faibles possibles. Un réseau de deux éléments rayonnants a été simulé. Ensuite pour augmenter le gain, le premier réseau planaire d'antennes formé de quatre éléments rayonnants chacun doublement excité a été étudié. Basé sur le choix des ports d'excitation, le réseau a permis d'obtenir deux faisceaux directifs dans l'axe z, un dans chaque plan si les éléments parasites ne sont pas court-circuités et quatre autres faisceaux, un dans chaque demi-plan si les éléments parasites sont court-circuités. L'utilisation de diviseurs de type Wilkinson avec une différence de phase pour ceux en position diagonale, a permis de réduire le nombre de ports d'excitation et d'obtenir six faisceaux commutables dans une nouvelle configuration. Le maximum de gain mesuré est de 11,5dBi à la fréquence de 10,4GHz avec une couverture de 143°. Le deuxième réseau d'antennes composé de huit éléments rayonnants a permis d'avoir trois faisceaux directifs dans un plan unidimensionnel juste par commutation entre les trois ports d'excitation. Également, nous avons étudié le réseau d'antennes composé par seize éléments rayonnants. Une couverture dans les deux plans a été assurée avec un gain maximum de 15,2dBi.

Il serait intéressant de concevoir un réseau reconfigurable travaillant à la fréquence de 26GHz, constitué de 3 sous-réseaux adaptatifs inspirés du réseau du chapitre IV, partie III. Ce réseau devra être reconfiguré les diagrammes de rayonnement juste par commutation des ports en utilisant un switch RF programmable. Cette antenne aurait un impact significatif car serait la première antenne travaillant en bandes millimétriques capable de changer la direction du diagramme dans les deux plans orthogonaux.

Liste des publications

1. **A. N'gom,** A. Diallo, K. Talla, A. Chaibo, I. Dioum, J.M. Ribero, A.C. Beye, "A reconfigurable beam dual polarized microstrip cross patch antenna" in Proceedings of the 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) 2017, IEEE, Paris, France

2. **A. Ngom,** A. Diallo,K. Talla, A. Chiabo, I. Dioum, A.C. Beye, J.M. Ribero "Antenne à double polarisation et diagramme reconfigurable destinée aux « smallcells » pour la 5G", 20 Journées Nationales Microondes- 16 **–** 19 Mai 2017, SAINT MALO, France

3. **A**bdoulaye Chaibo, **A. Ngom,** Mahamoud Youssouf Khayal, Kharouna Talla, Aboubaker Chedikh Beye "A Novel Bow-Tie Antenna with Triple Band-Notched Characteristics for UWB Applications" Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, 2016, 8, 271-282
4. **A. N'gom,** A. Diallo, A.C. Beye, J.M. Ribero, "Sous-réseau d'antennes adaptatif destiné aux réseaux 'small cells' pour la 5G" Assemblée générale GDR ONDES "Interférences d'Ondes" Sophia Antipolis 23-25 Octobre 2017

5. **A. N'Gom**, Aliou Diallo, Jean-Marc Ribero, Aboubakar C. Beye, "Design of an Adaptive Subarray Antenna for Multi-Beams Wireless Small Cell Backhaul in mmWave" Conference on antenna measurement and applications (CAMA2018), 03/09/2018, Vasteras,

6. K. Diallo, **Assane N'Gom**, Aliou Diallo, Jean-Marc Ribero, I. Dioum, S. Ouya, "Efficient Dual-Band PIFA Antenna for the Internet of Things (IoT) "Conference on antenna measurement and applications (CAMA2018), 03/09/2018, Vasteras, SE,

7. Lamine Sane, **Assane N'gom**, Ibra Doum, Idy Diop, Khaly Tall; M. Mansour Khouma; Kadidiatou Diallo; Sidi Mouhamed Farssi "Dual-band pattern reconfigurable 5G antenna using dual-band blc" Conference on antenna measurement and applications (CAMA2018), 03/09/2018, Vasteras