BIBLIOTHÈQUE
CÉGEP DE L'ABITIBI-TÉMISCAMINGUE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) a obtenu l'autorisation de la personne autrice de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous. L'autrice ou l'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre.

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) obtained the permission of the author to use a copy of this document for nonprofit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all. The author retains ownership of the copyright on this document.

UQAT
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC
EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

DÉVELOPPEMENT D'UNE NOUVELLE ARCHITECTURE DÉDIÉE AUX COMMUNICATIONS SANS FIL 5G EN MILIEU SOUTERRAIN

Par

Mohamed Lamine Seddiki

Sous la direction de Professeur Mourad Nedil

Thèse présentée à l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

En vue de l'obtention du grade de Docteur en philosophie (Ph.D.) en Ingénierie

Jury :

Fouad Erchiqui, Professeur, UQAT, Président du Jury

Halim Boutayeb, Professeur, Université du Québec en Outaouais, Membre externe

Abdallah chehri, Professeur, Collège militaire royal du Canada, Membre externe

© Mohamed Lamine Seddiki, 2025

Résumé

Avec l'évolution des infrastructures minières vers des modèles de « mines intelligentes », l'intégration des technologies de communication avancées devient essentielle pour assurer la connectivité, l'efficacité et la sécurité des opérations souterraines. Le déploiement de réseaux 5G dans ces environnements complexes requiert une conception architecturale optimisée, tenant compte des contraintes spécifiques des mines souterraines, telles que les surfaces irrégulières, les tunnels étroits et les interférences électromagnétiques.

Par ailleurs, les infrastructures de communication classiques en milieu minier souterrain demeurent limitées en raison de la propagation restreinte des signaux, de l'atténuation élevée et des interférences, ce qui rend nécessaire la conception d'architectures adaptées. Dans cette optique, une architecture 5G multi-bande a été développée, intégrant des antennes spécifiques et des stations de base MIMO avancées afin d'améliorer la couverture, la capacité et la qualité de service. L'objectif de cette recherche est de concevoir une solution innovante et optimisée pour le déploiement des réseaux 5G en milieu souterrain, offrant une connectivité robuste et performante en vue de soutenir les futures applications minières intelligentes.

La thèse a ainsi proposé une architecture de communication sans fil 5G en milieu souterrain, structurée en trois étapes principales. Tout d'abord, les performances des antennes des terminaux mobiles adaptées à ces environnements ont été étudiées, en termes d'efficacité de rayonnement, de diversité spatiale et de robustesse face aux conditions extrêmes. Ensuite, la conception et l'optimisation des antennes de stations de base ont été abordées, avec un accent particulier sur l'intégration des technologies MIMO et des bandes millimétriques pour accroître la couverture et la capacité du réseau. Enfin, l'architecture proposée a été validée à travers une campagne de

mesures en mine réelle, permettant de caractériser la propagation du signal, l'atténuation et la fiabilité des communications dans les bandes inférieures à 6 GHz (700 MHz et 3,5 GHz) ainsi que dans les bandes millimétriques (28 GHz et 38 GHz). Cette approche a été validée par des expérimentations menées en conditions réelles souterraines.

Abstract

With the evolution of mining infrastructures toward "smart mine" models, the integration of advanced communication technologies has become essential to ensure connectivity, efficiency, and safety in underground operations. The deployment of 5G networks in these complex environments requires an optimized architectural design that takes into account the specific constraints of underground mines, such as irregular surfaces, narrow tunnels, and electromagnetic interference.

Furthermore, traditional communication infrastructures in underground mining environments remain limited due to restricted signal propagation, high attenuation, and interference, making the design of adapted architectures necessary. In this context, a multi-band 5G architecture has been developed, integrating specific antennas and advanced MIMO base stations to improve coverage, capacity, and quality of service. The objective of this research is to design an innovative and optimized solution for the deployment of 5G networks in underground environments, offering robust and high-performance connectivity to support future smart mining applications.

The thesis has thus proposed a 5G wireless communication architecture for underground environments, structured in three main stages. First, the performance of mobile terminal antennas adapted to these environments was studied, in terms of radiation efficiency, spatial diversity, and resilience to extreme conditions. Second, the design and optimization of base station antennas were

addressed, with a particular focus on the integration of MIMO technologies and millimeter-wave bands to enhance network coverage and capacity. Finally, the proposed architecture was validated through a measurement campaign in a real mine, allowing the characterization of signal propagation, attenuation, and communication reliability in both sub-6 GHz bands (700 MHz and 3.5 GHz) and millimeter-wave bands (28 GHz and 38 GHz). This approach was validated by experiments conducted under real underground conditions.

Remerciement

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse, le ***Professeur Mourad Nedil***, pour son encadrement rigoureux et son soutien indéfectible tout au long de ces ***dix dernières années***. Son expertise, ses conseils avisés et ses remarques toujours pertinentes ont grandement contribué à l'aboutissement de ce travail. Je lui suis également profondément reconnaissant pour son soutien moral et financier, ainsi que pour sa patience et sa disponibilité.

Je souhaite également remercier chaleureusement ***Ghanem Farid et Saif Eddine Hadji***, qui ont pris part aux campagnes de mesures menées dans la Cité de l'Or. Leur engagement et leur précieuse collaboration ont été essentiels à la réussite de ces expérimentations.

Un immense merci à ma famille, en particulier ***mes parents, mes sœurs et mes frères*** pour leur soutien inconditionnel, leur patience et leurs encouragements constants. Leur présence, même à distance, a été une source inestimable de motivation et de réconfort tout au long de mon parcours doctoral.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à mon ***épouse*** ainsi qu'à mes enfants, ***Habib, Nada et Safaa***, pour leur patience, leur compréhension et leur soutien indéfectible. Leur affection et leur présence, même dans les moments les plus difficiles, ont représenté une force précieuse qui m'a permis de mener à bien ce travail doctoral.

Enfin, j'exprime ma reconnaissance à ***mes amis*** et à ***toutes les personnes*** qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de cette thèse.

Merci à tous.

Table des matières

Liste des figures 7
Liste des tableaux 11
2 Chapitre 1 : Introduction 12
1.1 Motivation 12
1.2 Problématique de recherche 13
1.3 Objectifs 14
1.4 Méthodologie 16
1.5 Contributions 18
1.5.1 Revues évaluées (Journaux) : 18
1.5.2 Articles présentés dans des conférences à comité de lecture (Conférence) : 19
1.6 Plan du rapport 20
3 Chapitre 2 : État de l'art sur les antennes multibandes 22
2.1 Introduction 22
2.1 État de l'art sur les antennes multibandes pour mobiles 23
2.2 Revue de la littérature sur les systèmes d'antennes destinés aux stations de base 33
2.3 Conclusion 40
4 Chapitre 3 : Conception de systèmes d'antennes multibandes pour terminaux mobiles 41
3.1 Cahier des charges initial pour l'antenne 42
3.2 Conception d'antenne pour la bande inférieure à 6 GHz 42
3.2.1 Impédance d'entrée et optimisation des performances 44
3.2.2 Étude paramétrique et optimisation de la bande passante de l'antenne 45
3.2.3 Étude du Diagramme de rayonnement aux fréquences 700 MHz et 3,5 GHz 47
3.3 Configuration du réseau d'antennes pour la bande millimétrique 28/38 GHz 48
3.4 Cohabitation d'une antenne inférieure à 6 GHz avec un réseau fonctionnant à 28/38 GHz. 52
3.5 Fabrication et Caractérisation Expérimentale 54
3.5.1 Diagrammes de Rayonnement 58
3.5.2 Analyse du gain de l'Antenne 60
3.6 Analyse de l'Exposition Humaine et Conformité aux Normes de Sécurité 60
3.7 Conclusion 63
5 Chapitre 4 : Antenne Station de Base 65

4.1 Introduction 65
4.2 Structure d'un réseau d'antennes à ondes millimétriques 28/38 GHz 65
4.3 Implémentation d'antennes de station de base 5G pour les bandes inférieures à 6 GHz et les fréquences millimétriques 66
4.3.1 Optimisation de l'agencement du réseau d'antennes 68
4.4 Résultats De Simulation Et De Mesure 71
4.4.1 Analyse des performances dans les bandes basses 5g (bandes inférieures à 6 GHz) 72
4.4.2 Analyse des performances dans les bandes hautes 5G (28/38 GHz) 74
4.5 Validation de l'antenne développée dans un environnement souterrain simulé 78
4.6 Conclusion 80
6 Chapitre 5. Mesures expérimentales et caractérisation des canaux 5G dans différentes bandes de fréquences en environnement minier souterrain 82
5.1 Introduction 82
5.2 Facteurs influençant la propagation en milieu souterrain 83
5.3 Méthodes de caractérisation des canaux radio 84
5.3.1 Méthodes temporelles de mesure des canaux 84
5.3.2 Méthodes fréquentielles de mesure des canaux 85
5.4 Détail de l'Environnement de Mesure et Configuration expérimentale 85
5.4.1 Analyseur de réseau vectoriel (VNA) 88
5.4.2 Câbles coaxiaux 89
5.4.3 Système radio sur fibre (RFoF) 90
5.4.4 Amplificateur RF 91
5.5 Procédure de mesure 91
5.6 Analyse de la perte de trajet (Path Loss) 93
5.7 Dispersion temporelle et largeur de bande de cohérence 97
5.8 Évaluation de la capacité du canal à partir de la réponse en fréquence mesurée 100
5.9 Conclusion 104
7 Chapitre 6 Conclusion générale 105
6.1 Perspectives et travaux futurs 107
Liste des références 108

Liste des figures

Figure 2-1 Découplage des quatre antennes PIFA avec lignes de neutralisation [30]. 25

Figure 2-2 La structure d'antenne proposée dans [31]. (a) Vue 3D et photographies du prototype fabriqué (b) vue avant et (c) vue arrière. 26

Figure 2-3 S-paramètres simulés [31], (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne : inférieures à 6 6 GHz, bande millimétrique 26

Figure 2-4 Photo du prototype fabriqué [34] :(a) réseau d'alimentation avec connecteurs, (b) Face inférieure du réseau d'alimentation avec l'antenne avec le contour métallique, (c) Réflecteur métallique de support,(d) Réseaux d'alimentation assemblés pour les deux structures d'antenne,(e) Plaque métallique pour une meilleure fixation de l'antenne.Figure 4.II S-Paramètres [34] simulés (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne :(a) Bande micro-ondes (port 5), (b) Port 1,(c) Port 2,(d) Port 3,(e) Port 4.....27

Figure 2-5 la conception proposée dans [36]. (a) Vue 3D et photographies du prototype fabriqué (b) vue avant et (c) vue arrière.....28

Figure 2-6 S-Paramètres simulés (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne : inférieures à 6 GHz, bande millimétrique [36]. 29

Figure 2-7 la conception proposée [39] Paramètres S simulés (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne. 30

Figure 2-8 Paramètres S simulés et mesurés pour l'antenne [39]. 30

Figure 2-9 la conception proposée [41] 31

Figure 2-10 Paramètres S simulés et mesurés pour l'antenne [41].....32

Figure 2-11 la conception proposée [45] Paramètres S simulés (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne [45]. 33

Figure 2-12 Géométrie de l'antenne proposée [63] 1 :(a) Vue de dessus, 1(b) Vue de côté. 2 : Photographies de l'antenne fabriquée(a) Vue en perspective, (b) Vue arrière du substrat (c) Vue de dessus du réseau d'alimentation à angle de balayage fixe de 0°, (d) Vue de de dessus du réseau d'alimentation à angle de balayage fixe de 45° 34

Figure 2-13 Paramètres S mesurés et simulés [63] au port d'entrée de l'antenne réseau. 35

Figure 2-14 Géométrie de l'antenne proposée[65] 1 :(a) Vue de dessus, 1(b) Vue de côté. 2 (a) Vue en perspective, (b) Vue arrière du substrat ,Photographies de l'antenne fabriquée. 36

Figure 2-15 Paramètres S mesurés et simulés [65] au port d'entrée de l'antenne réseau. 36

Figure 2-16 Géométrie de l'antenne proposée[67] 1 :(a) Photographies de l'antenne fabriquée(b) Vue en perspective, ... 38

Figure 2-17 paramètres S.(a) Bande basse,(b) Bande moyenne,(c) Bande haute [67]. 38

Figure 2-18 Photographies de l'antenne fabriquée [70]. 39

Figure 2-19 paramètres S et le gain de l'antenne proposée dans [70]. 40

Figure 3-1 L'antenne proposée pour Inférieures à 6 GHz. 44

Figure 3-2 Effet des paramètres X et G sur Paramètres S 46

Figure 3-3 Diagrammes de Rayonnement 3D et 2D dans le Plan E (yz-plane) aux Fréquences :(a) 700 MHz(b) 3,5 GHz 47

Figure 3-4 Antenne réseau proposée à 28/38 GHz :(a) face supérieure(b) face inférieure(c) vue 3D. 48

Figure 3-5 Structure du diviseur de puissance. 49

Figure 3-6 Paramètres S simulés du diviseur de puissance. 50

Figure 3-7 Diagramme de rayonnement (plan XY) d'un élément composant le réseau millimétrique. 51

Figure 3-8 Diagramme de rayonnement simulé du réseau d'antenne proposé à 28 GHz :(a) Diagramme 3D(b) Diagramme dans le plan YZ. 52

Figure 3-9 Système d'antennes proposé pour le téléphone mobile 5G, (a) : schéma de l'antenne, (b) : Photo du prototype fabriqué 53

Figure 3-10 mesure de l'antenne dans chambre anéchoïque . 55

Figure 3-11 Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne proposée, dans la bande inférieures à 6GHz. 55

Figure 3-12 Paramètres S simulés et mesurés de l'antenne proposée dans la bande millimétrique (mm-Wave). 57

Figure 3-13 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans le plan E (plan yz) et le plan H (plan xy) aux fréquences suivantes :(a) 700 MHz,(b) 3,5 GHz. 59

Figure 3-14 Diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans le plan E (plan yz) aux fréquences suivantes : (a) 28 GHz ,(b) 38 GHz.. 59

Figure 3-15 Gain simulé et mesuré pour : (a) la bande inférieure à 6 GHz ; (b) les bandes millimétriques. 60

Figure 3-16 Distributions moyennes du SAR sur 10 g du système d'antenne proposé à 700 MHz (figure de gauche) et à 3,5 GHz (figure de droite). 61

Figure 3-17 Diagramme de rayonnement 3D du système d'antenne simulé :(a) Main droite(b) Main gauche. 62

Figure 3-18 Effet du LCD sur la structure proposée avec différents espacements entre le LCD et le plan de masse :(a) Bande inférieures à 6 GHz, (b) Bande millimétrique. 63

Figure 4-1 Vue 3D du réseau d'antennes dans la bande millimétrique proposé pour 28/38 GHz. 66
Figure 4-2 Disposition de la station de base 5G proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. 68
Figure 4-3 Topologies des réseaux d'antennes. 70
Figure 4-4 71
Figure 4-5 Photographie de la station de base 5G fabriquée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous. 72
Figure 4-6 Paramètres S simulés et mesurés des antennes MIMO dans la bande inférieures à 6 GHz. 73
Figure 4-7 Coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC) simulé et mesuré. 74
Figure 4-8 Diagrammes de rayonnement 3D : (a) Antenne 1 à 700 MHz, (b) Antenne 2 à 700 MHz, (c) Antenne 1 à 3,5 GHz, (d) Antenne 2 à 3,5 GHz. 74
Figure 4-9 Paramètres S simulés et mesurés de la station de base proposée dans les bandes millimétriques. 75
Figure 4-10 Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne de la station de base à 28 GHz : (a) antenne 3, (b) antenne 4, (c) antenne 5, et (d) antenne 6. 75
Figure 4-11 Banc d'essai de mesure du diagramme de rayonnement. 77
Figure 4-12 Propriétés de couverture en rayonnement 2D du réseau d'antennes proposé. 77
Figure 4-13 Représentation du modèle souterrain simulé 78
Figure 4-14 Courbe des paramètres S illustrant le coefficient de réflexion 79
Figure 4-15 Diagramme de rayonnement de l'antenne dans l'environnement souterrain simulé. 80
Figure 5.1 Photographie de la mine réelle. 86

Figure 5. 2 Schéma représentatif des galeries minières et du dispositif de sondage utilisé pour les mesures de propagation.....88

Figure 5. 3 Analyseur de réseaux ANRITSU MS4647A.....89

Figure 5. 4 Câble coaxial.....90

Figure 5. 5 Système Radio sur fibre.....90

Figure 5. 6 Amplificateur RF 91

Figure 5. 7 Configuration de mesure dans la mine : (a) antenne de la station de base (émetteur TX), (b) antenne du terminal mobile (récepteur RX).....92

Figure 5. 8 Mesures de la perte de trajet à (a) 0,7 et 3,5 GHz, (b) 28 et 38 GHz. 95

Figure 5. 9 Capacité du canal à (a) 0,7 et 3,5 GHz, (b) 28 et 38 GHz. 103

Liste des tableaux

Table 4-1 Paramètres Optimisés de la Conception de l'Antenne dans la bande Inférieures à 6 GHz (en mm) 47

Table 4-2 Paramètres optimisés de la structure réseau millimétrique (en mm)..... 49

Table 4-3 SAR et Densité de Puissance..... 61

Table 5. 1 Paramètres du système de mesure……..……..93

Table 5. 2 Écart-type du délai (RMS Delay Spread) 98

Chapitre 1 : Introduction

1.1 Motivation

Les récentes avancées dans les technologies sans fil, notamment la 5G et d'autres innovations majeures, ont profondément transformé de nombreux secteurs industriels, y compris celui de l'exploitation minière. Une communication fiable à tous les niveaux, en particulier en milieu souterrain, est essentielle pour assurer la sécurité des travailleurs et optimiser l'efficacité des opérations, que ce soit en mines souterraines ou à ciel ouvert. Ces progrès facilitent la transition vers des mines plus intelligentes et automatisées [1] [2] [3]. L'intégration de systèmes de communication avancés dans les environnements miniers souterrains améliore non seulement la connectivité des équipements et du personnel, mais permet aussi le déploiement de la téléopération, de la robotisation et de la surveillance en temps réel. Ces innovations jouent un rôle clé dans le développement de solutions adaptées aux régions minières telles que l'Abitibi ou le Nord du Québec [4]. Toutefois, les infrastructures de communication conventionnelles dans les mines souterraines rencontrent de nombreux obstacles, notamment une propagation limitée des signaux, une forte atténuation et des interférences dues à la complexité et à la dynamique des structures minières. Il devient ainsi indispensable de concevoir une architecture spécifique afin de garantir des solutions de communication fiables et performantes [5], [6].

Dans ce contexte, une architecture 5G sans fil adaptée aux environnements souterrains a été développée, intégrant les antennes des terminaux mobiles et des stations de base. L'étude porte sur

les bandes de fréquences inférieures à 6 GHz et millimétriques, afin d'évaluer les performances et la faisabilité d'une intégration multi-bande dans ces conditions spécifiques [7]. La conception et l'optimisation des antennes jouent un rôle déterminant pour garantir une couverture réseau efficace, réduire les pertes de signal et assurer une qualité de service élevée. La station de base, équipée de la technologie MIMO avancée, contribue significativement à l'amélioration de la capacité du réseau et à la gestion des interférences [8] [9]. Des mesures expérimentales réalisées en milieu minier réel ont permis de valider cette architecture en prenant en compte les défis propres à la propagation des ondes radio en milieu souterrain [10] [11].

1.2 Problématique de recherche

L'évolution rapide des technologies de communication sans fil a conduit à une transformation majeure du secteur minier, notamment avec l'introduction progressive de la 5G en milieu souterrain. Bien que des solutions telles que la 4G et le LTE aient permis des avancées significatives, les besoins croissants en connectivité fiable pour l'automatisation, la télémétrie, la robotisation et la surveillance en temps réel nécessitent des solutions plus robustes et adaptées à l'environnement minier complexe. Cependant, la mise en œuvre de la 5G souterraine rencontre plusieurs défis majeurs liés à la propagation des signaux, à la gestion des interférences et à l'intégration des nouvelles bandes de fréquences, en particulier les bandes inférieures à 6 GHz (700 MHz et 3,5 GHz) et millimétriques (28 GHz et 38 GHz) [12] [13].

Un défi majeur concerne la propagation des ondes millimétriques dans les milieux souterrains, où les structures géologiques complexes entraînent une forte atténuation du signal, rendant difficile la couverture réseau optimale. Par ailleurs, l'association des technologies MIMO et de formation de faisceaux (beamforming) apparaît comme une solution prometteuse pour renforcer la capacité

spectrale et la fiabilité des réseaux dans ces conditions difficiles. Toutefois, l'intégration de ces technologies en milieu minier nécessite une adaptation spécifique des architectures d'antennes, tant pour les stations de base que pour les terminaux mobiles [14] [15].

Parallèlement, la diversité des services et applications minières impose des solutions d'antennes compactes capables de prendre en charge plusieurs bandes de fréquences tout en limitant les interférences. Les architectures reposant sur des antennes multifonctions apparaissent comme des alternatives efficaces pour répondre aux exigences de flexibilité et de compacité dans le contexte contraignant des mines souterraines [16].

Dans ce contexte, cette thèse propose une nouvelle architecture de communication sans fil 5G souterraine intégrant des antennes conçues pour les stations de base et les terminaux mobiles, tout en tenant compte des défis liés à la propagation des signaux dans les bandes inférieures à 6 GHz et millimétriques. L'étude vise à évaluer expérimentalement la faisabilité et les performances de cette architecture sur un site minier réel, en mettant l'accent sur la couverture réseau, la gestion des interférences, ainsi que l'optimisation des performances via des techniques avancées telles que le MIMO et l'utilisation d'antennes directives pour concentrer la puissance du signal et optimiser la liaison de communication [17] [18].

1.3 Objectifs

L'objectif général de cette thèse est de développer une architecture innovante de communication sans fil 5G adaptée aux environnements souterrains, capable d'assurer une connectivité robuste et performante malgré les contraintes spécifiques à ce milieu. Pour cela, il s'agit de proposer et d'évaluer expérimentalement une solution intégrant des antennes conçues pour les stations de base et les terminaux mobiles, en tenant compte des difficultés liées à la propagation des ondes dans les

bandes inférieures à 6 GHz (700 MHz et 3,5 GHz) et millimétriques (28 GHz et 38 GHz). Cette architecture a pour but d'améliorer la couverture réseau, la fiabilité du signal et la gestion des interférences, afin d'optimiser les communications dans les mines souterraines[19] [20].

Pour atteindre cet objectif global, plusieurs sous-objectifs sont définis :

1. **Développement d'une antenne pour terminaux mobiles opérant dans les bandes inférieures à 6 GHz ainsi que dans les bandes millimétriques.**
    - ✓ Concevoir et optimiser une antenne compacte pour les terminaux mobiles (*handset antennas*), capable d'opérer efficacement aux fréquences 700 MHz, 3,5 GHz, 28 GHz et 38 GHz.
    - ✓ Étudier les performances de cette antenne en termes de gain, de directivité et d'adaptation à l'environnement souterrain.
    - ✓ Assurer une bonne isolation et une minimisation des interférences entre les différentes bandes de fréquences utilisées dans le réseau souterrain.

2. **Conception d'une architecture pour les stations de base opérant sur les mêmes bandes de fréquences.**
    - ✓ Développer une antenne de station de base intégrant la technologie MIMO dans le but d'augmenter la capacité spectrale et de renforcer la robustesse du réseau.
    - ✓ Garantir une couverture réseau optimale des faisceaux, adaptée aux exigences opérationnelles en milieu minier.
3. **Validation expérimentale de l'architecture proposée dans une mine souterraine réelle**
    - ✓ Effectuer des mesures de performance afin d'évaluer la propagation du signal et l'efficacité des antennes dans l'environnement minier.

- ✓ Analyser les scénarios de déploiement optimaux pour la technologie 5G souterraine, en prenant en compte les conditions spécifiques des galeries minières.

L'ensemble de ces travaux contribuera à la mise en place d'un réseau 5G efficace et performant pour les mines souterraines, facilitant ainsi l'automatisation, la surveillance et la sécurité des opérations minières [21].

1.4 Méthodologie

Dans le but de répondre aux questions de recherches et aux objectifs de notre projet, nous avons suivi le plan de recherche suivant :

Phase 1 : Étude de l'état de l'art et définition de la problématique

Une première phase consiste en une étude approfondie de la caractérisation des canaux de communication en milieu minier souterrain. Cette étape nous permettra d'identifier la problématique de recherche et les paramètres clés des communications sans fil en environnement souterrain. Nous examinerons :

- ✓ Les différents systèmes de communication existants,
- ✓ Les différentes antennes dans les bandes de fréquences étudiées (Inférieures à 6 GHz : 700 MHz et 3,5 GHz ; Ondes millimétriques : 28 GHz et 38 GHz),
- ✓ Les architectures de communication souterraines basées sur des antennes, stations de base et terminaux.

Phase 2 : Développement de la nouvelle architecture pour les communications sans fil 5G souterraines

Dans cette phase, nous nous concentrons sur la conception et la validation d'une architecture optimisée pour les communications sans fil 5G en environnement souterrain, intégrant les éléments suivants :

1. **Fréquences et technologies utilisées**

   L'architecture sera testée sur différentes bandes de fréquences pour évaluer leur efficacité en milieu souterrain :

   - ✓ Inférieures à 6 GHz : 700 MHz et 3,5 GHz (propagation longue distance, meilleure pénétration des obstacles).
   - ✓ Bande millimétrique (mm-Wave) : 28 GHz et 38 GHz (capacité élevée, faible portée, forte atténuation).

2. **Conception de l'architecture 5G souterraine**

   - ✓ Développement d'une infrastructure réseau adaptée aux conditions souterraines, intégrant des antennes dédiées pour le terminal mobile et la station de base.
   - ✓ Intégration des technologies MIMO, conformateur de faisceaux (beamforming) pour améliorer la couverture et la connectivité dans un environnement confiné.

3. **Expérimentation en mine réelle**

- ✓ Déploiement des antennes de terminal mobile et de la station de base de dans un environnement minier réel.
- ✓ Mesure des performances du signal à différentes distances et configurations (ligne de vue, non ligne de vue, obstacles, réflexions).

4. Analyse des performances et optimisation

- ✓ Collecte et analyse des mesures de performances en fonction des bandes de fréquences et des conditions du terrain.
- ✓ Proposition d'optimisations pour améliorer la couverture, la fiabilité et la qualité du service dans l'environnement souterrain.

Cette phase permettra de valider la faisabilité d'un réseau 5G souterrain en conditions réelles et de proposer des solutions adaptées aux contraintes spécifiques des environnements miniers et tunnels.

1.5 Contributions

Les travaux de recherche issus de cette thèse ont apporté des contributions significatives au domaine des communications sans fil en environnements miniers souterrains. Ils représentent les premiers à avoir caractérisé expérimentalement les antennes de stations de base et de terminaux mobiles en ondes millimétriques dans de telles conditions complexes. Ces travaux ont été largement diffusés à travers des publications scientifiques dans des revues spécialisées et des présentations lors de conférences internationales reconnues.

1.5.1 Revues évaluées (Journaux) :

1. **M. L. Seddiki**, M. Nedil, S. Tebache and S. E. Hadji, "Compact Multiband Handset Antenna Design for Covering 5G Frequency Bands," in ***IEEE Access***, vol. 12, pp. 20822-20829, **2024**, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3362296.
2. **M. L. Seddiki**, M. Nedil, S. Tebache and S. E. Hadji, "Advanced Compact 5G MIMO Base Station for La bande inférieure 6 GHz and Millimeter Wave Frequencies: Practical Implementation in Underground Mines," in ***IEEE Access***, vol. 13, pp. 106311-106321, 2025

3. S. E. Hadji, M. Nedil, **M. L. Seddiki** and I. B. Mabrouk, "Millimeter-Wave Massive MU-MIMO Performance Analysis for Private Underground Mine Communications," **in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, vol. 72, no. 2, pp. 1792-1803, Feb. **2024**, doi: 10.1109/TAP.2023.3340301.
4. **Mohamed Lamine Seddiki**, Mourad Nedil, Saifeddine Hadji, and Farid Ghanem, "An Independently Reconfigurable Upper and Lower Band Edge of Yagi Uda Antenna," ***Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 96, 1-6, 2021**.

1.5.2 Articles présentés dans des conférences à comité de lecture (Conférence) :

1. **M. L. Seddiki**, S. Hadji and M. Nedil, "Sub-6 Ghz Rotman Lens for Underground Mines Using Machine Learning," ***2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*** , pp. 1155-1156, doi: 10.1109/USNC-URSI52151.2023
2. **M. Lamine Seddiki**, S. Eddine Hadji and M. Nedil, "A Triple-Band Antenna for Indoor 5G Applications," ***2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*** , pp. 1816-1817, doi: 10.1109/AP-S/USNC-URSI47032.2022.9886638.
3. **M. L. Seddiki** and M. Nedil, "High Gain 6X6 Patch Phased Array Antenna For Millimeter-wave 5G Applications at 28 Ghz," ***2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*** , pp. 1405-1406, doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9704710.
4. S. E. Hadji, M. Nedil, **M. L. Seddiki** and I. B. Mabrouk, "Path Loss Analysis for Array Antenna systems in Underground Mine at 3.5GHz," ***2023 IEEE International Symposium on Antennas*** *and Propagation ,*pp. 445-446, doi: 10.1109/USNC-URSI52151.2023

5. S. E. Hadji, M. Nedil, **M. L. Seddiki** and I. Ben Mabrouk, "Massive MIMO Channel Delay Spread Characteristics in Underground Mine Environment at 3.5 GHz," ***2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*** , pp. 313-314, doi: 10.1109/AP-S/USNC-URSI47032.2022.9886248.
6. S. E. Hadji, M. Nedil, **M. L. Seddiki** and I. B. Mabrouk, "Wideband Indoor Channel characterization of Massive MIMO System at 3.5 GHz," ***2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation,*** pp. 655-656, doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9704661.

1.6 Plan du rapport

Le présent chapitre constitue une introduction visant à exposer le contexte général du travail, les objectifs poursuivis, ainsi que les motivations ayant conduit à cette étude.

Le chapitre suivant présente une revue de la littérature ainsi qu'une analyse des travaux antérieurs en lien avec le thème de recherche de cette thèse. Il met en lumière sur la méthodologie adoptée pour la conception des antennes destinées aux stations de bases et aux terminaux mobiles opérant dans la bande inférieure à 6 GHz ainsi que dans la bande millimétrique.

Le chapitre 3 porte sur la conception des antennes multibandes pour terminaux mobiles, couvrant à la fois les bandes inférieures à 6 GHz et les bandes millimétriques. Ce processus de conception est décrit en plusieurs étapes, débutant par le choix de la structure de base, puis par l'intégration de résonateurs spécifiques afin de répondre aux exigences de fonctionnement sur ces différentes plages de fréquences. La seconde partie du chapitre présente les résultats obtenus, incluant les simulations ainsi que les mesures expérimentales réalisées.

Le quatrième chapitre porte sur la conception et de l'optimisation d'une antenne pour les stations de base. Il présente en détail le processus de conception, suivi des tests de performance visant à évaluer son efficacité. Ce travail comprend également le développement d'une antenne intégrant la technologie MIMO afin d'améliorer la capacité spectrale et la résilience du réseau, ainsi que la garantie d'une couverture optimale des faisceaux, répondant aux besoins spécifiques des opérations en milieu minier.

Le cinquième chapitre décrit les tests expérimentaux réalisés en milieu minier pour analyser la propagation radio. Il évalue les performances des antennes conçues pour les terminaux mobiles et les stations de base, en se concentrant sur l'atténuation du signal, la capacité du canal et d'autres paramètres clés, dans le but de valider l'efficacité de l'architecture développée dans un contexte réel.

Chapitre 2 : État de l'art sur les antennes multibandes

2.1 Introduction

Ces dernières années, les communications sans fil ont suscité un intérêt croissant dans le secteur minier à l'échelle mondiale. Ces technologies apportent des améliorations majeures dans la surveillance, la production, la gestion de la sécurité, le contrôle à distance et les échanges avec les mineurs, grâce à des connexions à faible latence et à haut débit [22].

Les bandes inférieures à 6 GHz ainsi que les ondes millimétriques sont aujourd'hui considérées comme des piliers des réseaux 5G, car elles permettent de compenser l'atténuation du signal dans différents environnements tout en assurant un débit élevé avec une faible consommation d'énergie [23]. Cependant, en milieu souterrain, la propagation des ondes millimétriques est fortement réduite par l'absence de ligne de vue directe, la complexité géologique et la présence d'équipements et de personnel. Pour pallier ces limitations, il est essentiel d'optimiser la technologie 5G en combinant l'utilisation des bandes inférieures à 6 GHz et des ondes millimétriques. Plus précisément, la bande inférieure à 6 GHz (700 MHz/3,5 GHz) offre une couverture étendue avec des pertes minimales dans les environnements hétérogènes. L'intégration conjointe d'antennes pour ces deux bandes constitue une solution efficace pour améliorer la qualité des communications sans fil dans ces fréquences [24]. Par ailleurs, la conception d'antennes multibandes capables de fonctionner simultanément sur ces deux plages, malgré la complexité liée aux différences significatives de fréquence et de longueur électrique, reste une approche

prometteuse. Plusieurs prototypes d'antennes multibandes avec des ports d'alimentation séparés ont ainsi été conçus et documentés dans la littérature [25-29].

Dans ce chapitre, une revue exhaustive des configurations d'antennes disponibles dans la littérature est présentée, avec un accent particulier sur celles utilisées dans les réseaux sans fil de nouvelle génération. Cette analyse couvre les technologies de conception, les méthodes avancées de modélisation électromagnétique ainsi que les techniques d'optimisation récentes, en évaluant leur pertinence dans des environnements contraints. Une attention particulière est donnée aux antennes destinées aux terminaux utilisateurs ainsi qu'aux stations de base, fonctionnant dans les bandes inférieures à 6 GHz et millimétriques. À partir de cette étude, les étapes de conception de l'architecture d'antenne terminale/station de base sont détaillées, en tenant compte des exigences spécifiques liées aux conditions souterraines, notamment :

- Amélioration du gain et de la directivité pour compenser les pertes de propagation ;
- Réduction de la taille pour une intégration aisée dans les équipements mobiles ;
- Robustesse mécanique face aux conditions extrêmes dans les mines ;
- Compatibilité électromagnétique avec les systèmes radio existants.

2.1 État de l'art sur les antennes multibandes pour mobiles

De nombreuses études ont introduit des antennes multibandes comme dans le cas d'une intégration conjointe du GSM, de l'UMTS et du Wi-Fi dans les téléphones mobiles il y a quelques années. Comme les normes LTE Advanced (ou 4G) et aussi la (5G) sont maintenant plus utilisées et plus déployées, de nouvelles bandes de fréquences doivent être couvertes [26-27]. En raison des fréquences relativement basses utilisées par ces normes, la conception d'une antenne qui peut

fonctionner sur une bande de fréquence large et devant en même temps être intégrée dans un environnement difficile comme dans un téléphone mobile ou dans un équipement métallique ou dans n'importe quel environnement contraignant constitue un vrai chalenge [28-29].

Parmi les travaux réalisés dans ce domaine de conception de systèmes multi-antennes, nous trouvons une technique de découplage plus originale dans [30]. Cette dernière consiste à empêcher le couplage lors de la conception des antennes figure 2.1. L'idée de base a été de considérer que le couplage électromagnétique entre deux antennes PIFAs positionnées sur les coins supérieurs d'un PCB est principalement capacitif compte tenu des deux plaques métalliques qui se font face. Il s'agit alors d'insérer une inductance entre les deux éléments pour obtenir un comportement global de filtre réjecteur. L'auteur a relié ces deux antennes PIFAs par une fine ligne « ligne de neutralisation » qui est une ligne de transmission positionnée à la même hauteur que les plateaux des PIFAs. Cette ligne étant fine et courte possède naturellement une très forte impédance caractéristique et peut ainsi être considérée comme une inductance. Lorsqu'une ligne de neutralisation est placée entre les alimentations des deux PIFAs, un comportement de filtre réjecteur est obtenu, dont le fort creux d'annulation est réglable par modification de largeur et/ ou de longueur de cette ligne de transmission [30]. Cette antenne ne couvre que la bande millimétrique ; par conséquent, sa conception n'est pas conforme aux exigences de la 5G (NR).

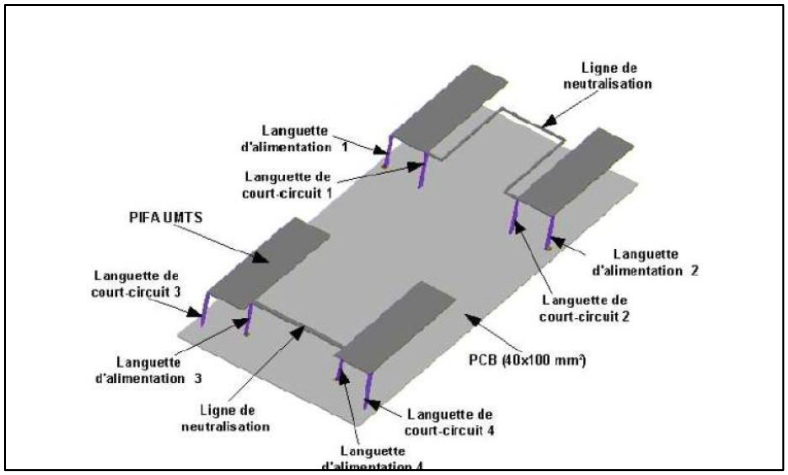


Figure 3-1 Découplage des quatre antennes PIFA avec lignes de neutralisation [30].

Un autre système antenne multi-bande a été conçu par [31], une conception intégrée est proposée afin d'offrir une solution d'antenne multi bande, à isolation élevée entre les ports et à gain élevé pour les dispositifs sans fil 4G/5G. Dans ce travail, un réseau de fentes effilées est utilisé comme structure de découplage à la fréquence micro-ondes et comme réseau d'antennes à la fréquence des ondes millimétriques [31]. La géométrie proposée consiste en un système d'antenne MIMO monopôle double bande fonctionnant dans les bandes inférieures à 6 GHz de la 4G (2,6 GHz) et de la 5G (3,5 GHz). Une isolation large bande de plus de 25 dB entre les ports est obtenue grâce à l'introduction d'une structure de réseau de fentes effilées. L'une des principales caractéristiques de conception est l'utilisation de ces fentes comme un réseau d'antennes avec un gain maximal réalisé de 15 dBi à 28 GHz, rendant ce réseau doublement fonctionnel et ainsi plus adapté aux dispositifs portables 4G/5G compacts. La conception est fabriquée sur un substrat RO-5880 avec une dimension de 70 mm × 50 mm × 0,51 mm. La bande passante mesurée à −10 dB couvre deux bandes inférieures à 6 GHz (de 2,45 GHz à 2,85 GHz et de 3,18 GHz à 3,68 GHz), ainsi qu'une large bande d'ondes millimétriques allant de 25 GHz à 30 GHz [33].Cette conception est illustrée en détail dans les figures 2.2 et 2.3, Cette conception se limite à un diagramme de rayonnement

omnidirectionnel, en décalage avec les exigences de la 5G qui s'appuie sur la directivité pour la sélectivité spatiale [32-33].

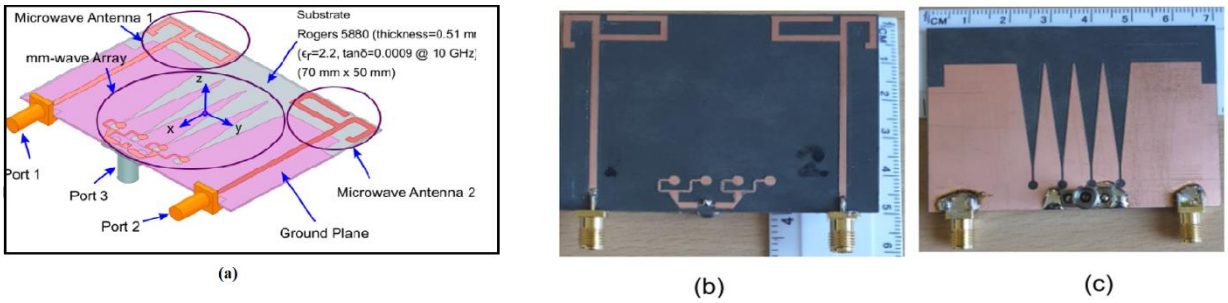


Figure 3-2 La structure d'antenne proposée dans [31]. (a) Vue 3D et photographies du prototype fabriqué (b) vue avant et (c) vue arrière.

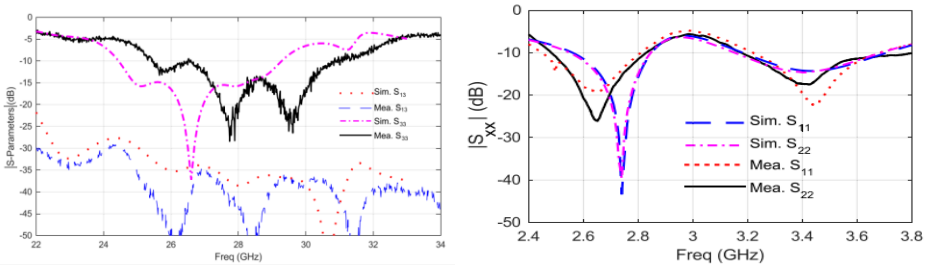
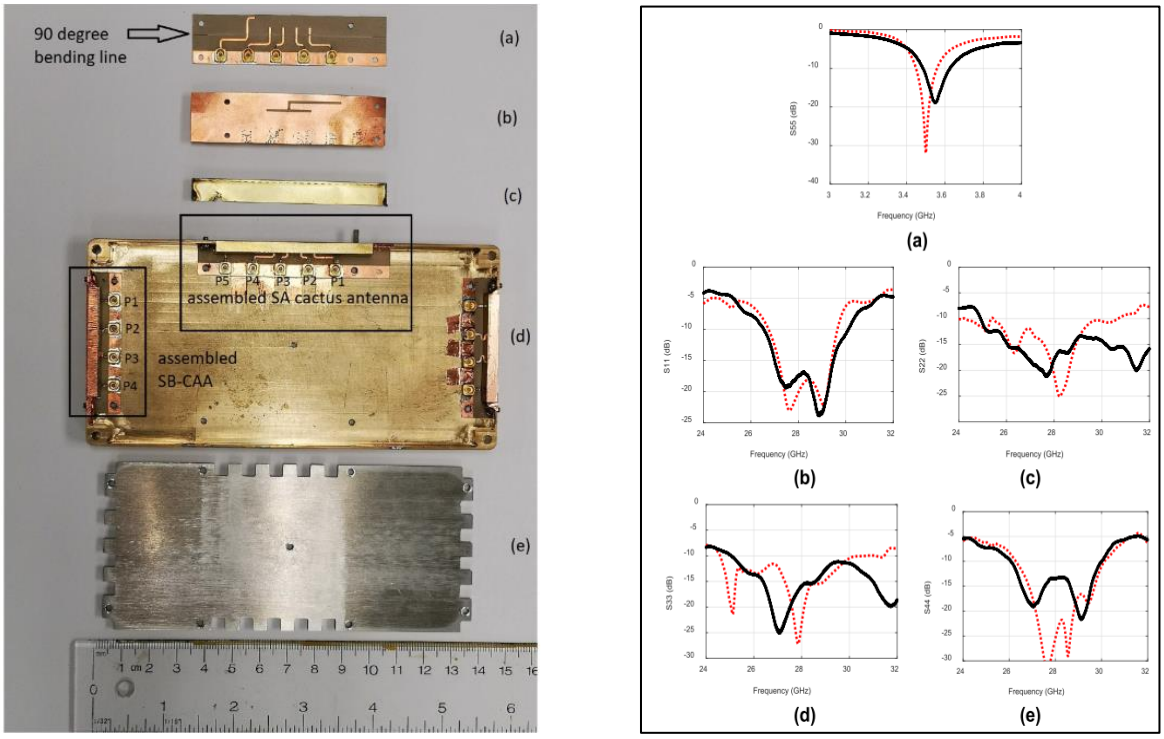


Figure 3-3 S-Paramètres simulés [31], (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne : inférieures à 6 GHz, bande millimétrique

La figure 2.4 illustre un système d'antenne à ouverture partagée à double bande, intégré dans un contour métallique, destiné aux bandes inférieures à 6 GHz et aux ondes millimétriques (millimétrique) [34]. Le système d'antenne est constitué d'une fente gravée sur le bord du terminal mobile standard, qui sert de structure rayonnante à micro-ondes couvrant les bandes inférieures à 6 GHz, ainsi que d'un réseau d'antennes connectées à fentes à 4 éléments couvrant les bandes millimétriques. Cette approche permet une solution compacte pour une exploitation multi bande au sein de ces fréquences. Le réseau d'antennes possède des capacités de formation de faisceaux (beamforming), permettant d'orienter le faisceau entre ±30 degrés tout en maintenant un gain

acceptable et couvrant plus de 6 GHz de bande passante (25,5–32 GHz) avec une efficacité totale dépassant 85 % et un gain moyen réalisé de 8,2 dBi sur les bandes couvertes. Pour la bande micro-ondes couverte (3,45-3,56 GHz) , une bande passante de 140 MHz, une efficacité de 90 % et un gain mesuré de 2,5 dBi ont été atteints [32],[35].Cet article présente des caractéristiques convaincantes pour la 5G — bonne directivité et fonctionnement multi bande. En revanche, le coût de fabrication est très élevé en raison de la complexité de la structure [34].



I II

Figure 3-4 Photo du prototype fabriqué [34] :(a) réseau d'alimentation avec connecteurs, (b) Face inférieure du réseau d'alimentation avec l'antenne avec le contour métallique, (c) Réflecteur métallique de support,(d) Réseaux d'alimentation assemblés pour les deux structures d'antenne,(e) Plaque métallique pour une meilleure fixation de l'antenne.Figure 4.II S-Paramètres [34] simulés (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne :(a) Bande micro-ondes (port 5), (b) Port 1,(c) Port 2,(d) Port 3,(e) Port 4.

Dans le même contexte, le travail présenté dans [36] décrit un système d'antenne à ouverture partagée conçu pour la 5G, destiné à des dispositifs sans fil compacts et intégrés (Figures 2.5 et

2.6). Ce système multibandes combine un dipôle et des fentes effilées, fonctionnant à la fois dans la bande inférieure à 6 GHz et dans la bande des ondes millimétriques à 28 GHz. La conception commence par un dipôle opérant à 3,6 GHz, alimenté par un balun modifié composé d'une fente effilée et d'une ligne micro-ruban. La fente effilée joue un double rôle : elle excite le dipôle à 3,6 GHz tout en servant d'antenne à fente à 28 GHz [35]. Un seul circuit d'alimentation est utilisé pour ces deux structures, ce qui permet de gérer un large rapport de fréquence. L'antenne à fente effilée et les réseaux millimétriques ont été optimisés pour que leurs faisceaux principaux soient orientés dans des directions différentes, permettant ainsi une couverture d'angle de 120° selon la direction θ. Le prototype a été fabriqué sur un substrat Rogers RO-5880 avec des dimensions de 75 × 25 × 0,254 mm³ [36]. Comparable à [31], le lobe principal affiche une ouverture d'environ 120° (HPBW), indiquant une directivité inadaptée aux exigences de sélectivité spatiale [37], [38].

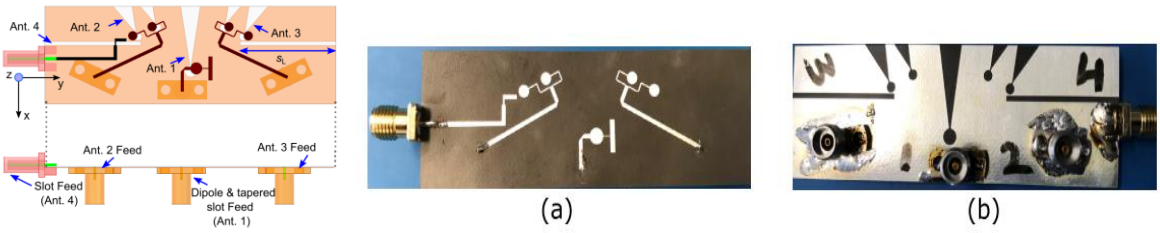


Figure 3-5 la conception proposée dans [36]. (a) Vue 3D et photographies du prototype fabriqué (b) vue avant et (c) vue arrière.

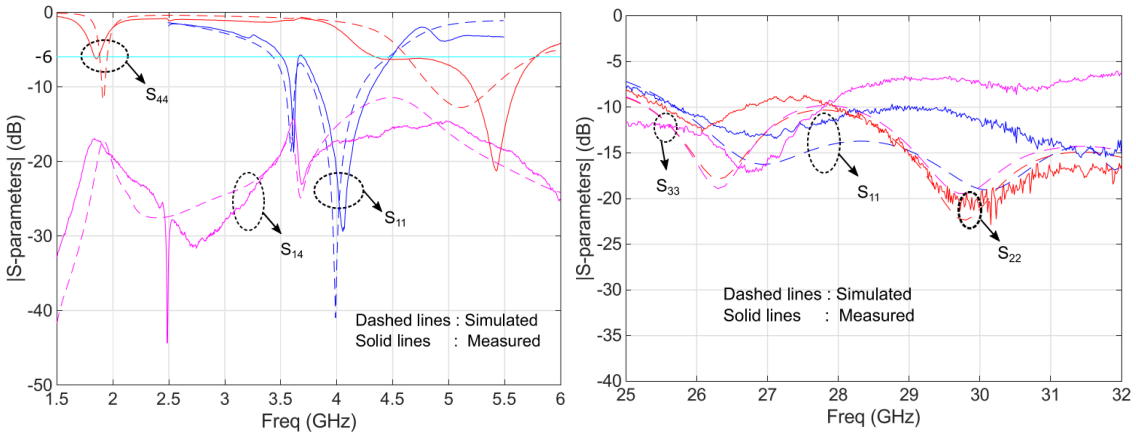


Figure 3-6 S-Paramètres simulés (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne : inférieures à 6 GHz, bande millimétrique [36].

Dans prochaine étude [39], une technique de partage d'ouverture est développée, permettant l'intégration d'un réseau linéaire de quatre éléments fonctionnant à 28 GHz et d'une antenne dipôle à 3,5 GHz tout en partageant la même ouverture. La technologie SIW (Substrat Integrated Waveguide) est exploitée pour faciliter cette intégration et assurer le bon rayonnement des deux antennes sans interférence mutuelle. En adoptant un réseau d'alimentation séparé, chaque élément du réseau millimétrique est excité indépendamment, permettant ainsi la synthèse d'un faisceau orientable dans le plan E pour la bande millimétrique. Un prototype compact est fabriqué grâce à l'utilisation de l'ouverture partagée. Les résultats mesurés montrent de bonnes performances en termes de rayonnement et une large bande passante d'adaptation d'impédance à −10 dB dépassant 20 % dans les deux bandes [39]. De plus, le balayage du faisceau millimétrique est obtenu avec un niveau de gain stable. L'antenne bi fréquence proposée est ainsi adaptée à certaines applications terminales des futurs réseaux de communication sans fil. Cet article est techniquement très avancé dans le domaine des antennes ; en revanche, l'antenne ne couvre pas l'ensemble des bandes inférieures à 6 GHz de la 5G, notamment autour de 800 MHz.

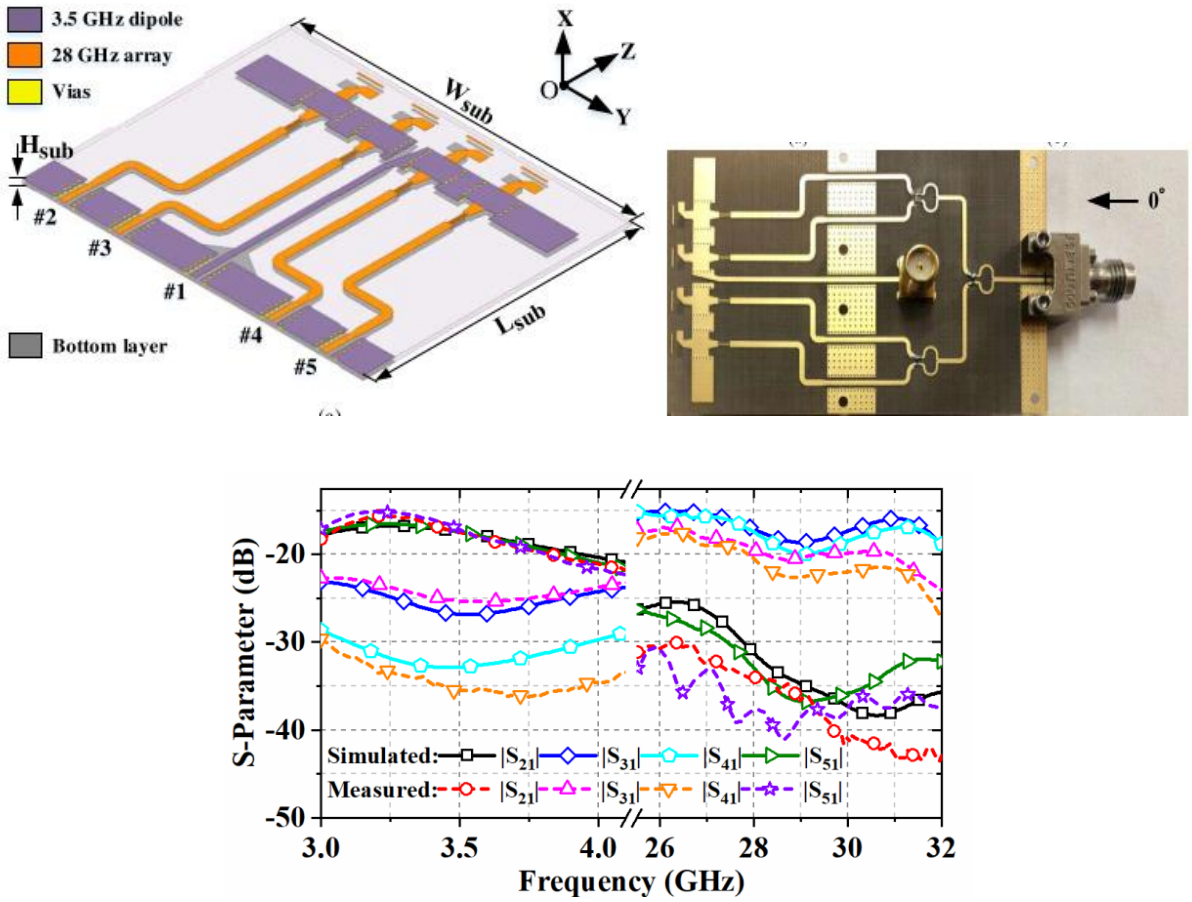


Figure 3-7 la conception proposée [39] Paramètres S simulés (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne.

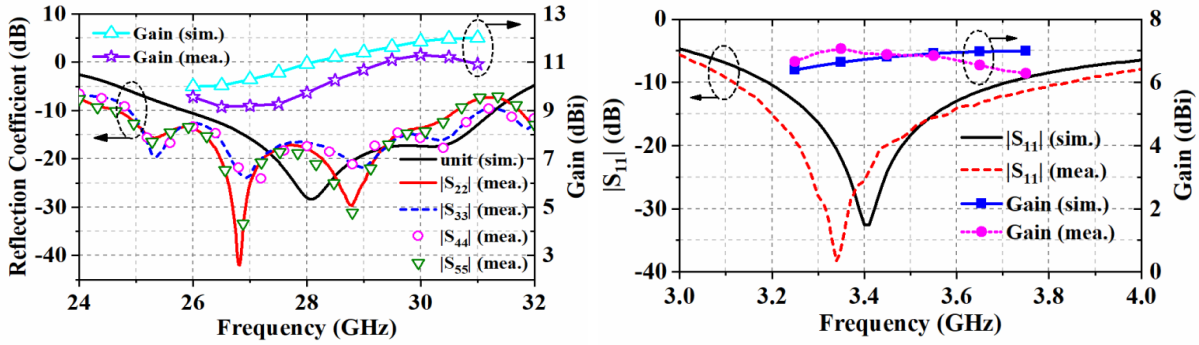


Figure 3-8 Paramètres S simulés et mesurés pour l'antenne [39].

Par ailleurs, l'antenne présentée dans [41] introduit une architecture de réseau d'antennes conçue pour surmonter les principales limitations des réseaux à commande de phase, offrant une solution pour les futurs téléphones mobiles 5G (Figures 2.9 et 2.10). Cette architecture comprend cinq antennes quasi-Yagi imprimées sur le bord court d'un substrat Rogers RO3003, orientées dans différentes directions, ainsi qu'un commutateur permettant d'alimenter individuellement chaque antenne pour orienter le faisceau. Les simulations montrent que ce réseau d'antennes assure une couverture supérieure à 180° avec un gain élevé sur une plage de fréquences allant de 26 à 40 GHz. Les mesures confirment que le réseau quasi-Yagi offre une couverture complète de la bande passante, avec un gain maximal de 8 dBi à 28 et 38 GHz [40], [41]. Cet article présente un concept pour les terminaux mobiles 5G ; toutefois, la bande de fréquence se limite aux bandes millimétriques, excluant les bandes inférieures à 6 GHz.

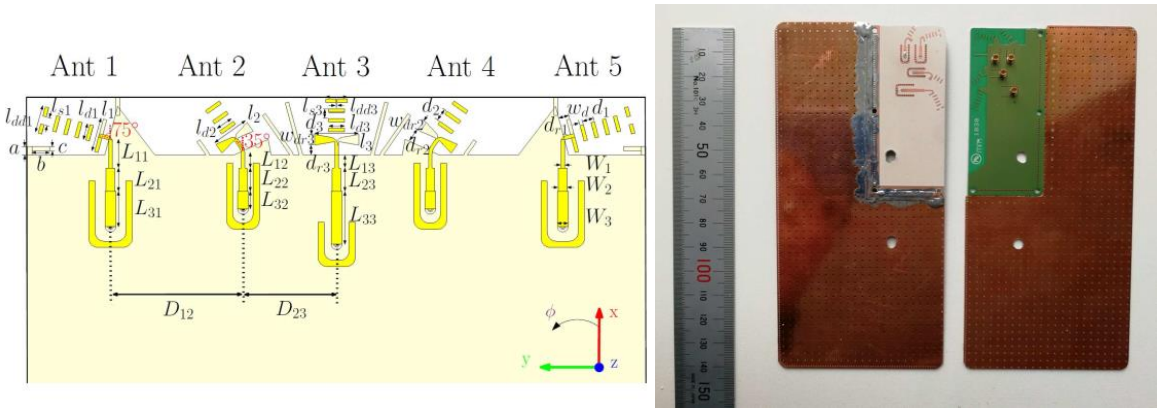


Figure 3-9 la conception proposée [41]

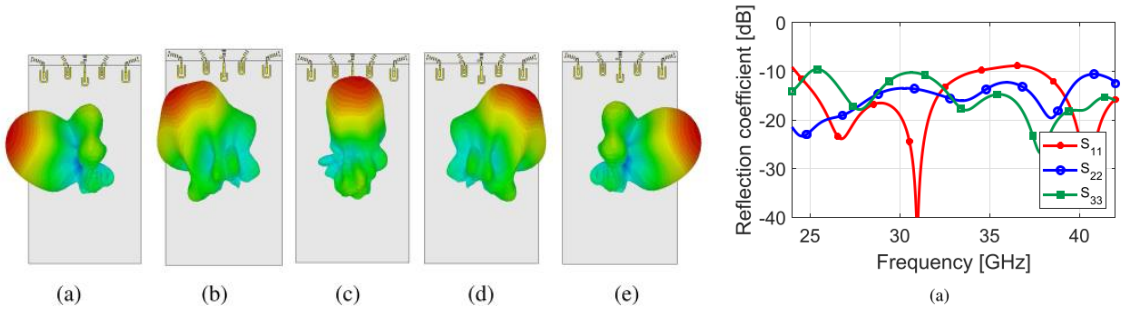


Figure 3-10 Paramètres S simulés et mesurés pour l'antenne [41]

L'étude décrite dans [45] présente une preuve de concept pour une solution conçue intégrant des antennes millimétriques et LTE dans un téléphone avec un contour métallique. La conception démontre que ces deux types d'antennes peuvent être intégrés dans le même volume et au sein de la même structure. Les antennes proposées fonctionnent dans les bandes 700–960 MHz, 1710–2690 MHz et 25–30 GHz. Les simulations et les mesures suggèrent que le système peut être conçu de manière à ce que l'antenne millimétrique n'entrave pas les performances dans les bandes LTE. Les antennes LTE atteignent généralement une efficacité totale de plus de 60 %, tandis que le module millimétrique présente un gain de 7 dBi, avec une capacité de balayage du faisceau [42-44]. La conception proposée prouve que les antennes millimétrique pour la 5G peuvent être intégrées dans des systèmes 4G sans compromettre significativement la taille de l'écran ni les performances des antennes inférieures à 6 GHz [45].Cette étude couvre les bandes inférieures à 6 GHz et millimétriques ; toutefois, la méthode de conception occupe trop d'espace dans un terminal mobile, car elle intègre deux types d'antenne sur des substrats distincts, aboutissant à une solution volumineuse peu compatible avec les smartphones de nouvelle génération [45].

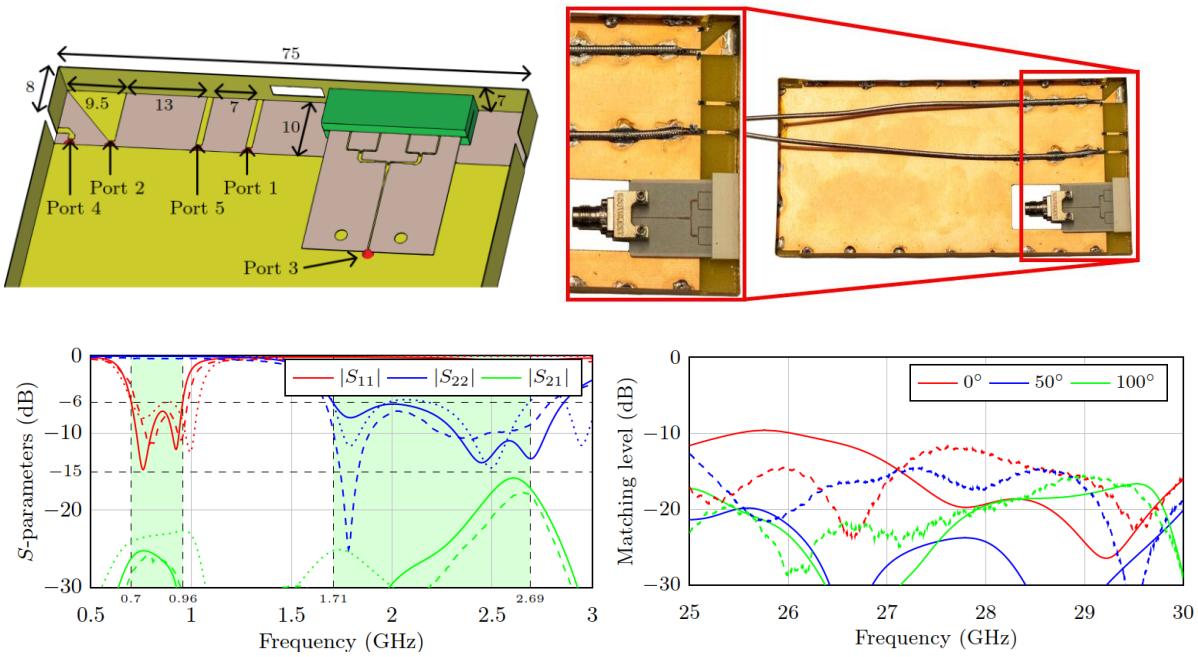


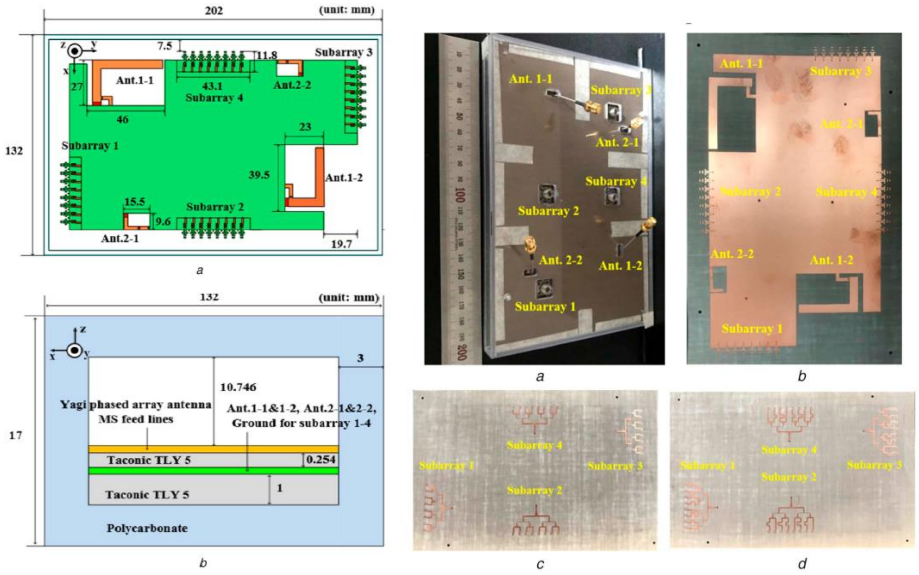
Figure 3-11 la conception proposée [45] Paramètres S simulés (ligne en pointillés) et mesurés (ligne continue) pour l'antenne [45].

2.2 Revue de la littérature sur les systèmes d'antennes destinés aux stations de base

Nous entamerons dans cette partie d'état de l'art sur les antennes multibandes destinées aux stations de base. Cette analyse s'appuiera sur les travaux les plus récents, en mettant en évidence leurs contributions, leurs performances ainsi que les limites rencontrées dans leur mise en œuvre. Ainsi que les indicateurs de performance essentiels : bande passante, gain, directivité, HPBW (plans E/H), efficacité, sans oublier en configuration MIMO l'isolation inter-port et l'ECC [46-49].

Plusieurs travaux récents ont proposé des antennes intégrées combinant les technologies LTE, 5G inférieures à 6 GHz et 5G millimétrique dans le cadre des applications futures de communication véhicule-à-tout (V2X) [63]. Une architecture particulièrement intéressante consiste en une antenne MIMO planaire, couvrant à la fois les bandes LTE et inférieures à 6 GHz de la 5G, couplée à des

réseaux phasés pour le beamforming en ondes millimétriques. Cette configuration comprend deux éléments multi-bandes pour les bandes LTE et 5G inférieures à 6 GHz, deux éléments mono-bande dédiés à la 5G inférieures à 6 GHz, ainsi que quatre réseaux phrasés millimétrique assurant le beamforming. Un niveau d'isolation inter-éléments, supérieur à 20 dB, est atteint, Les gains atteignent plus de 2,51 dBi pour les antennes à basses fréquences et dépassent 15,6 dBi (à 0°) et 11,3 dBi (à 45°) pour les réseaux d'antennes millimétrique [63]. L'antenne proposée est pertinente pour la 5G, avec une couverture complète des bandes LTE, millimétrique. Néanmoins, l'architecture induit des coûts de réalisation très élevés et un gabarit volumineux peu compatible avec les contraintes de déploiement en station de base.



1 2

Figure 3-12 Géométrie de l'antenne proposée [63] 1 :(a) Vue de dessus, 1(b) Vue de côté. 2 : Photographies de l'antenne fabriquée(a) Vue en perspective, (b) Vue arrière du substrat (c) Vue de dessus du réseau d'alimentation à angle de balayage fixe de 0°, (d) Vue de de dessus du réseau d'alimentation à angle de balayage fixe de 45°

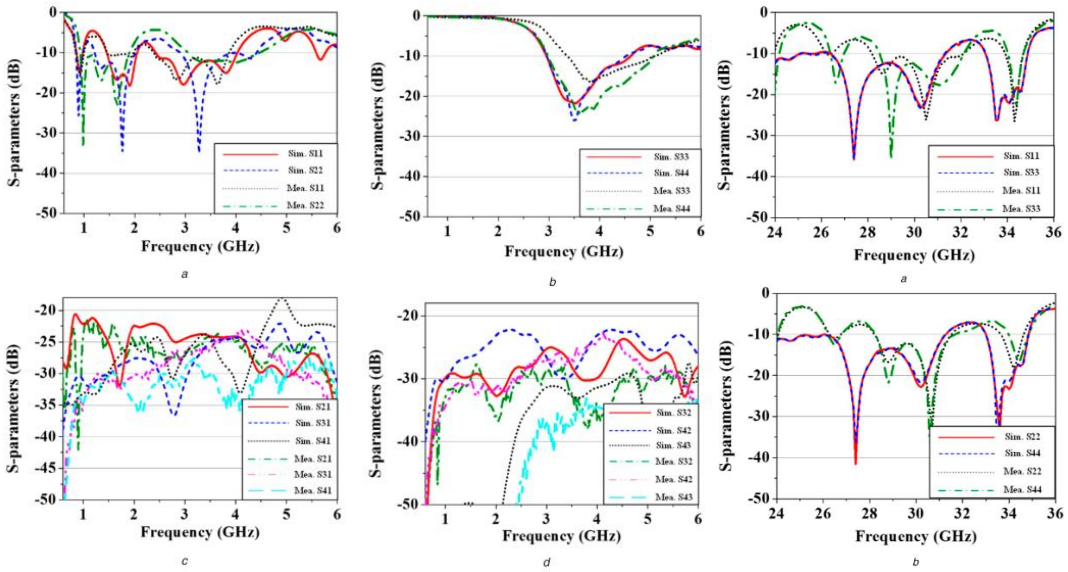


Figure 3-13 Paramètres S mesurés et simulés [63] au port d'entrée de l'antenne réseau.

Parmi les solutions proposées pour les stations de base, on trouve une antenne MIMO compacte à large bande passante et à forte isolation entre les ports [65]. Cette antenne se compose de quatre éléments rayonnants identiques de type monopôle à polarisation verticale, disposés symétriquement autour d'un axe central, avec un espacement angulaire de 90 degrés entre chaque élément. La structure rayonnante en forme de « F », l'ajout d'un réflecteur indépendant, ainsi que la géométrie en croix en forme de π permettent de générer quatre fréquences de résonance, contribuant ainsi à l'élargissement de la bande passante de l'antenne MIMO. De plus, des éléments parasites sous forme de stubs sont intégrés afin d'optimiser l'adaptation d'impédance, en particulier dans la bande de hautes fréquences. Les résultats expérimentaux montrent que l'antenne fonctionne dans une plage de fréquence allant de 1,95 GHz à 6,25 GHz, avec un coefficient de réflexion inférieur à −10 dB. Le gain dépasse 3,3 dBi sur l'ensemble de la bande, atteignant un maximum de 6,16 dBi à 2,6 GHz. De plus, une isolation inter-ports supérieure à 16,5 dB est observée, avec un coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC) inférieur à 0,028, ce qui garantit

une bonne performance en mode MIMO. Cette approche représente une solution pertinente pour les applications 5G embarquées, offrant une compacité, une large couverture fréquentielle et une excellente isolation, répondant ainsi aux exigences des systèmes de communication avancés dans les environnements mobiles [65]. Les performances MIMO en inférieures à 6 GHz sont soigneusement détaillés ; en revanche, elle ne couvre pas les bandes millimétriques constitue une lacune. De plus, sa géométrie cubique (non plane) complique l'intégration mécanique et électromagnétique avec les autres sous-systèmes (cohabitation, radôme, refroidissement) [50-55].

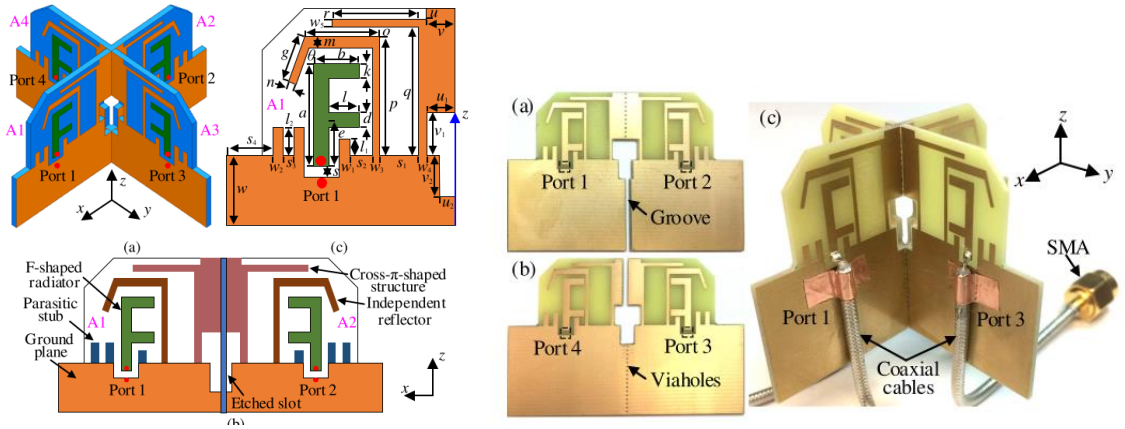


Figure 3-14 Géométrie de l'antenne proposée [65] 1 :(a) Vue de dessus, 1(b) Vue de côté. 2 (a) Vue en perspective, (b) Vue arrière du substrat, Photographies de l'antenne fabriquée.

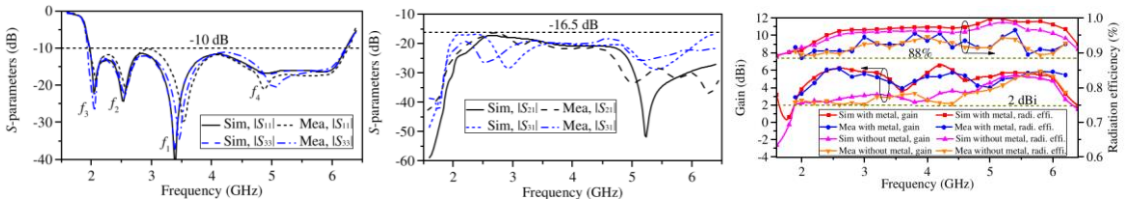


Figure 3-15 Paramètres S mesurés et simulés [65] au port d'entrée de l'antenne réseau.

d’autre antenne intègre trois sous-réseaux distincts de type dipôle [67], chacun étant optimisé pour une bande spécifique : un réseau dédié à la bande FR2 (26 GHz – canal N258), deux réseaux pour la bande FR1, couvrant respectivement les fréquences autour de 3,5 GHz (canaux N77 et N78) et celles en dessous de 1 GHz (canaux N20 et N28).L’architecture globale de l’antenne repose sur un total de 98 éléments rayonnants : 80 pour la bande millimétrique (26 GHz), 16 pour la bande intermédiaire (3,5 GHz), et 2 pour la bande inférieures à GHz. Cette configuration vise à répondre aux exigences des applications en couverture sectorielle, MIMO et massive MIMO, tout en assurant une polarisation double et une bonne sélectivité fréquentielle. Les performances mesurées, en adéquation avec les simulations numériques effectuées sous ANSYS HFSS, montrent que l’antenne opère efficacement sur trois plages de fréquences : 0,65–0,88 GHz, 2,76–4,2 GHz et 24,9–27,8 GHz. L’isolement entre éléments adjacents est supérieur à 20 dB, ce qui limite le couplage mutuel. Chaque élément du réseau présente une largeur de faisceau d’environ 60°, une polarisation croisée inférieure à −20 dB, et un gain compris entre 7 et 9,7 dBi selon la bande considérée. Ces caractéristiques font de cette antenne tri bande une solution prometteuse pour les stations de base 5G, alliant compacité, diversité fréquentielle, et compatibilité avec les architectures avancées de communication multi-antennes [56-60].

À l’instar de l’article [67], la géométrie cubique (non plane) de l’antenne complique son intégration système : augmentation de l’encombrement et de l’épaisseur, interfaces mécaniques supplémentaires avec le radôme, chemins thermiques moins efficaces, et couplages parasites accrus lors de la cohabitation avec d’autres sous-systèmes (modules RF, alimentation, capteurs). Par ailleurs, la technologie retenue (multicouches, tolérances serrées, SIW) entraîne un surcoût notable en fabrication, assemblage et calibration, limitant la viabilité industrielle de la solution malgré ses performances [61-62].

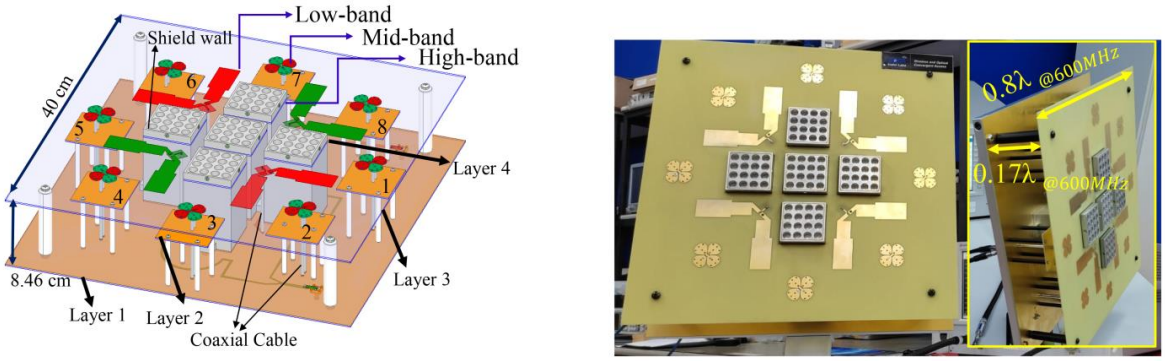


Figure 3-16 Géométrie de l'antenne proposée[67] 1 :(a) Photographies de l'antenne fabriquée(b) Vue en perspective,

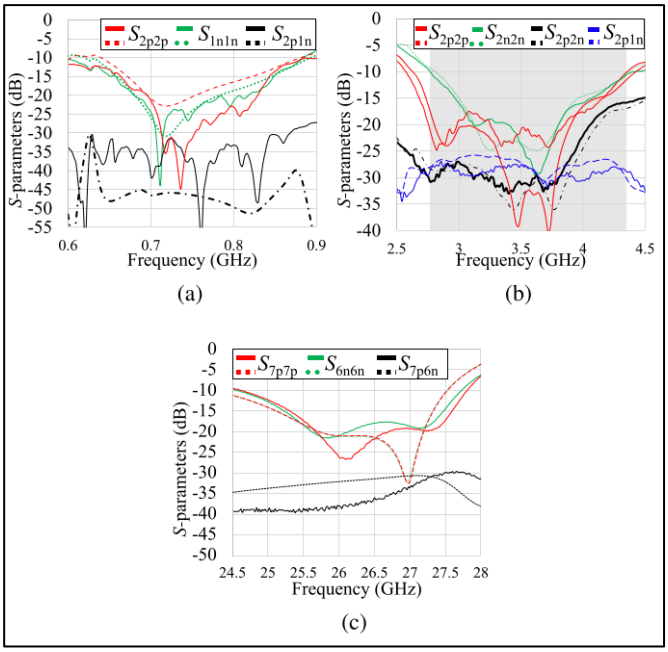


Figure 3-17 paramètres S.(a) Bande basse,(b) Bande moyenne,(c) Bande haute [67].

Une antenne ultracompacte à double polarisation de type dipôle croisé a été proposée [70]. Cette antenne se distingue par une surface projetée extrêmement réduite, obtenue grâce à la miniaturisation des dipôles et à l'utilisation de structures innovantes, notamment un plan de masse modifié (DGS – Defected Ground Structure) et un réflecteur en maille métallique. Le DGS permet à la fois la réduction des dimensions globales et l'amélioration de l'isolation entre les éléments. La conception permet la formation d'un réseau d'antennes à faible charge au vent, où chaque

antenne peut être encapsulée indépendamment dans un radôme profilé, optimisé pour faciliter l'écoulement de l'air et réduire la résistance aérodynamique. Un prototype a été conçu, fabriqué et testé pour la bande inférieure à 1 GHz. Les résultats expérimentaux montrent une bande passante en impédance allant de 680 à 970 MHz, une isolation entre polarisations supérieure à 20 dB, et un gain d'environ 6,5 dBi. Ces performances confirment que cette antenne ultracompacte, combinant miniaturisation, double polarisation et bonne tenue au vent, représente une solution particulièrement adaptée aux réseaux 5G de grande envergure nécessitant une implantation en extérieur dans des environnements soumis à des conditions climatiques rigoureuses [64] [66]. Même remarque pour les articles [65] et [67], l'antenne adopte une géométrie cubique, non plane, qui accroît l'encombrement et l'épaisseur. Par ailleurs, la couverture fréquentielle reste limitée au inférieures à 6 GHz : l'absence de prise en charge des bandes millimétriques ce qui limite la capacité et l'utilisation attendues en 5G [68].



Figure 3-18 Photographies de l'antenne fabriquée [70].

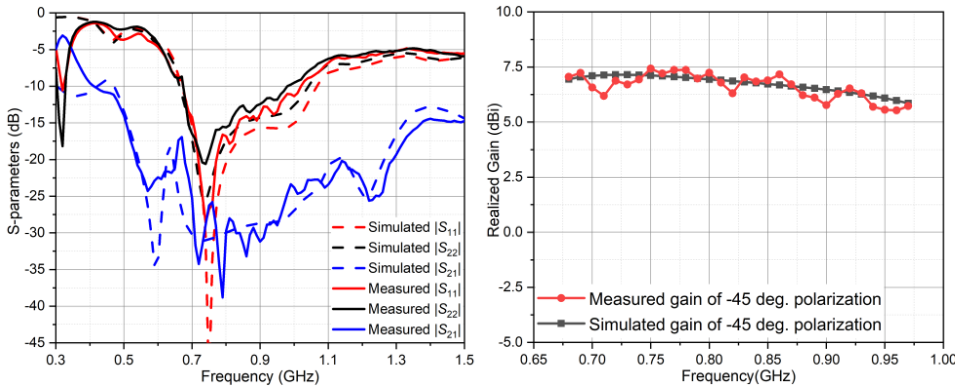


Figure 3-19 paramètres S et le gain de l'antenne proposée dans [70].

2.3 Conclusion

L'analyse de l'état de l'art a permis de mettre en évidence les choix architecturaux et les compromis essentiels pour la conception d'antennes destinées aux stations de base/mobile 5G. Les paramètres les plus déterminants concernent la maîtrise des coûts et de la fabricabilité, l'optimisation des performances électromagnétiques (gain, directivité, HPBW, FBR, SLL) et la couverture fréquentielle. Les solutions étudiées montrent l'importance d'assurer un fonctionnement efficace dans les bandes inférieures à 6 GHz, tout en intégrant, lorsque cela est réalisable, la bande millimétrique afin de répondre aux besoins en capacité et en sélectivité spatiale des réseaux 5G avancés. Ces critères garantissent à la fois l'efficacité globale et la pertinence pratique des systèmes développés [69].

En parallèle, les contraintes liées à l'intégration mécanique et électromagnétique jouent un rôle déterminant. Les antennes doivent concilier compacité, faible profil et compatibilité avec les autres sous-systèmes (réseaux d'alimentation, filtrage, radômes, dispositifs thermiques). Le non-respect de ces contraintes se traduit par un encombrement excessif, une complexité de fabrication accrue et des performances dégradées. Ainsi, les enseignements tirés de cette analyse se traduisent par un ensemble de spécifications fonctionnelles et de contraintes d'intégration qui guideront la conception proposée, en conciliant performances, compacité, robustesse et viabilité industrielle [71-73].

Chapitre 3 : Conception de systèmes d'antennes multibandes pour terminaux mobiles

Le développement de structures compactes capables de fonctionner simultanément sur les bandes de fréquences inférieures à 6 GHz et sur les bandes d'ondes millimétriques avec un seul port d'alimentation représente un défi majeur, notamment à cause du large écart entre ces fréquences et des différences importantes de longueur électrique entre ces deux bandes [35]. Dans ce contexte, plusieurs antennes multibandes couvrant à la fois les bandes inférieures à 6 GHz et d'ondes millimétriques (à 28 GHz) avec des ports d'alimentation distincts ont été présentées dans la littérature [42]. Cependant, peu de solutions ont été proposées pour intégrer des réseaux d'antennes fonctionnant sur ces deux bandes dans les communications mobiles de 5 G, et ces solutions présentent des limites en termes de compacité, complexité, coût et couverture. Il est donc essentiel d'explorer de nouvelles approches afin de répondre aux exigences des technologies sans fil actuelles et futures, en combinant efficacement les bandes inférieures à 6 GHz et les ondes millimétriques tout en évitant les contraintes d'espace dans les appareils portables [35].

Dans ce chapitre, un réseau d'antennes pour terminaux mobiles est conçu pour fonctionner sur les bandes basses et hautes de la 5G. Le système proposé comprend deux réseaux multi bandes associés à une antenne planaire multi bande, couvrant simultanément les fréquences inférieures à 6 GHz (700 MHz / 3,5 GHz) et la bande d'ondes millimétriques (28/38 GHz), formant ainsi un système d'antenne à quatre bandes. Il convient de noter que peu d'études ont traité des antennes bi-bande ou tri-bande pour les ondes millimétriques, et qu'aucune n'a intégré ces quatre bandes dans une seule conception. Cette approche se distingue notamment par l'utilisation d'un substrat compact à couche unique, qui facilite la fabrication et simplifie l'intégration dans divers systèmes.

En combinant judicieusement plusieurs structures multi bandes, ce système permet d'atteindre des performances prometteuses en termes de compacité, d'opération multi bande, de couverture et de gain élevé adaptés aux réseaux de 5G [48].

3.1 Cahier des charges initial pour l'antenne

Il est nécessaire de développer une antenne respectant les dimensions allouées et adaptée à un environnement complexe. Dans un premier temps, un substrat RT5880 sera utilisé pour permettre une fabrication rapide et facile des prototypes. Atteindre les critères de performance clés garantira le bon fonctionnement du système dans son environnement final. Les objectifs prioritaires à réaliser sont énumérés dans le cahier des charges suivant :

- Dimensions du boitier pouvant accepter les antennes : environ 220x150 mm2
- Gain : environ 10 dBi
- Diagramme de rayonnement : rayonnement vers l'avant
- Isolation élevée requise entre éléments
- Solution finale à moindre coût

Définition des 3 bandes de fréquences pour la 5G à couvrir :

- La bande de fréquence UHF de 700 à 900 MHz.
- Bande Inférieures à 6GHz 3.5 GHz.
- Bande millimétrique 28 GHz et 38 GHz.

3.2 Conception d'antenne pour la bande inférieure à 6 GHz

Cette section présente la conception d'un système d'antenne multibande destiné à couvrir la bande basse LTE, de 700 à 900 MHz, ainsi que la fréquence de 3,5 GHz. Le système est composé de

plusieurs éléments rayonnants optimisés pour un fonctionnement simultané sur ces deux plages de fréquences. Une bande conductrice en forme de C est conçue pour rayonner à 700 MHz, fréquence clé pour les communications 4G LTE et les applications à longue portée. Par ailleurs, une bande conductrice en forme de U inversé, associée à une ligne sinueuse intégrée dans le substrat, permet de générer une fréquence de résonance supplémentaire à 3,5 GHz, indispensable pour les réseaux 5G opérant dans la bande inférieure à 6 GHz. Cette configuration assure une couverture efficace répondant aux exigences des technologies sans fil [48].

Pour assurer un fonctionnement optimal et une excitation uniforme du signal, l'antenne est conçue sur un substrat RT Duroid 5880, reconnu pour ses bonnes propriétés radiofréquences. Avec une épaisseur de 0,508 mm, ce substrat permet de concevoir une antenne fine et légère, adaptée aux appareils portables et intégrés. Sa permittivité diélectrique de 2,2 contribue à réduire l'atténuation du signal tout en offrant de bonnes performances à haute fréquence [48]. L'antenne est alimentée par une ligne micro-ruban de 50 Ohms, garantissant une transmission efficace du signal vers les différents éléments rayonnants.

La structure comprend un monopôle en forme de U relié à un monopôle en forme de F via une ligne microstrip plus étroite située sur la face supérieure du circuit imprimé. L'excitation du signal est réalisée à travers un trou métallisé (via-hole) connecté au connecteur SMA soudé sur la face inférieure, assurant ainsi une excitation stable et uniforme. Pour une meilleure clarté, la conception du système d'antenne est divisée en deux parties distinctes : l'Antenne I (Ant I), correspondant au monopôle en U (indiqué en rouge sur la Figure 3.1), et l'Antenne II (Ant II), regroupant les bandes en forme de F (encadrées en vert sur la Figure 3.1).

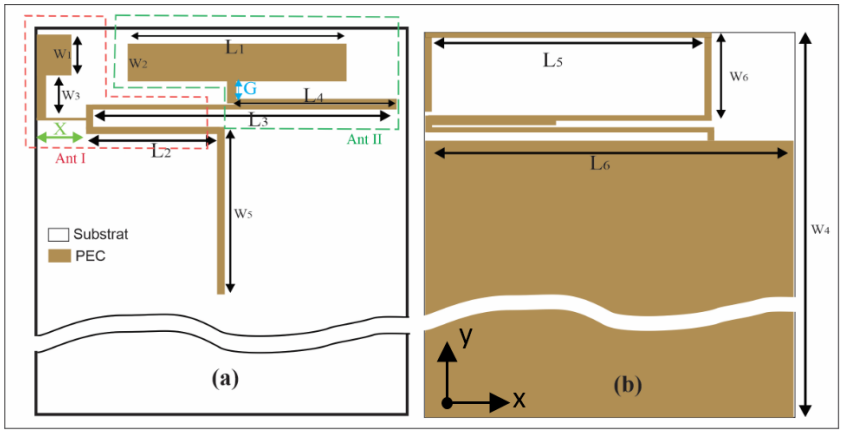


Figure 4-1 L'antenne proposée pour Inférieures à 6 GHz.

3.2.1 Impédance d'entrée et optimisation des performances

La Figure 3.2 illustre l'impédance d'entrée des deux éléments Ant I et Ant II, mettant en évidence des caractéristiques complémentaires essentielles pour la performance globale de l'antenne. L'élément Ant I, dont la longueur est proche du quart de la longueur d'onde à 700 MHz, présente une résonance centrée autour de cette fréquence, assurant ainsi un fonctionnement efficace dans la bande inférieure à 6 GHz. Parallèlement, Ant II est conçue pour fonctionner autour de 3,5 GHz, conformément aux spécifications, grâce à l'intégration d'un monopôle en forme de U inversé. Cependant, cette résonance à 3,5 GHz ne couvre pas complètement toute la plage de fréquences définie par la norme des bandes inférieures à 6 GHz, ce qui pourrait limiter les performances dans certaines portions du spectre. Pour remédier à cette limitation et élargir la bande passante, un monopôle planaire en forme de F a été ajouté, permettant d'ajuster l'impédance caractéristique et d'étendre la couverture autour de 3,5 GHz. La combinaison des monopôles en forme de U et de F optimise l'adaptation d'impédance sur les deux bandes de résonance, améliorant ainsi le couplage du signal et garantissant une couverture plus large et plus stable des fréquences ciblées [48].

3.2.2 Étude paramétrique et optimisation de la bande passante de l'antenne

Afin d'optimiser la bande passante de l'antenne, une analyse paramétrique approfondie a été réalisée en utilisant l'outil de simulation CST Microwave Studio (CST MWS). Cette étude a porté sur deux paramètres clés de la conception, à savoir les longueurs G et X, qui influencent directement les performances en fréquence de l'antenne.

L'importance de ces paramètres réside principalement dans : Le contrôle de la longueur électrique : Les dimensions de G et X influencent directement la longueur d'onde électrique des éléments rayonnants, ce qui impacte la fréquence de résonance de l'antenne. L'adaptation d'impédance : L'excitation des radiateurs microstrip est affectée par ces dimensions, influençant ainsi l'adaptation de l'impédance et la transmission efficace du signal. L'analyse des résultats montre que les fréquences de résonance de l'antenne sont inversement proportionnelles aux valeurs de G et X, ce qui signifie que : Une augmentation de X entraîne un déplacement vers des fréquences plus basses. Une augmentation de G ajuste principalement la bande haute.

La Figure 3.2 présente les résultats simulés des paramètres S11, qui permettent d'analyser les performances de l'antenne :

- Le paramètre X affecte principalement la bande basse (700 MHz), ce qui signifie que la modification de cette longueur permet d'ajuster l'antenne pour mieux fonctionner dans cette plage de fréquence.
- Le paramètre G influence la bande haute (3,5 GHz), jouant un rôle crucial dans l'optimisation des performances en 5G inférieures à 6 GHz.

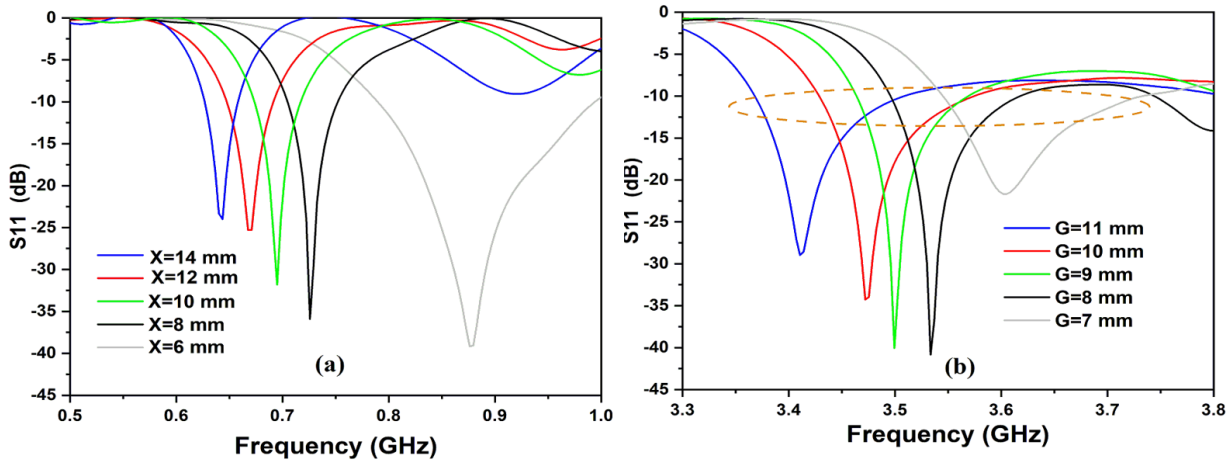


Figure 4-2 Effet des paramètres X et G sur Paramètres S .

L'analyse de la variation des longueurs X et G met en évidence leur rôle déterminant dans le comportement fréquentiel de l'antenne. L'augmentation progressive de X, de 6 mm à 14 mm, entraîne un déplacement du coefficient de réflexion vers des fréquences plus basses. Il en ressort que la bande conductrice en forme de C, lorsque X est fixé à 10 mm, fonctionne comme un résonateur quart d'onde (λ/4) centré à 700 MHz. De son côté, lorsque G atteint 9 mm, la bande en U inversé adopte le comportement d'un monopôle quart d'onde accordé à 3,5 GHz, renforçant ainsi les performances dans la bande 5G inférieure à 6 GHz.

Dans cette configuration, l'antenne se comporte comme une combinaison de deux monopôles couplés, chacun conçu pour une fréquence précise. Cette approche donne à la structure une fonctionnalité double-bande robuste, permettant de couvrir efficacement à la fois les bandes basses et intermédiaires, et d'assurer une large plage d'opération adaptée aux besoins des systèmes de communication avancés.

Le tableau ci-dessous présente les dimensions optimisées des paramètres géométriques de l'antenne dans la bande Inférieure à 6 GHz, permettant d'assurer un fonctionnement efficace dans les bandes de fréquence 700 MHz et 3,5 GHz.

W1	8.3	*W5*	28.8	*L3*	45.1	*G*	9
W2	8.5	*W6*	13	*L4*	21.2	*X*	10
W3	8.3	*L1*	33	*L5*	43.6	—	—
W4	130	*L2*	15	*L6*	53	—	—

Table 4-1 Paramètres Optimisés de la Conception de l'Antenne dans la bande Inférieures à 6 GHz (en mm)

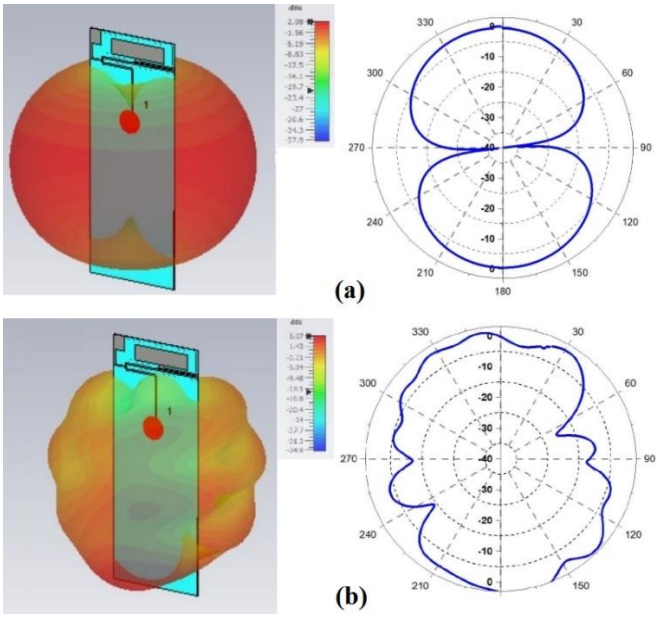


Figure 4-3 Diagrammes de Rayonnement 3D et 2D dans le Plan E (yz-plane) aux Fréquences :(a) 700 MHz(b) 3,5 GHz

3.2.3 Étude du Diagramme de rayonnement aux fréquences 700 MHz et 3,5 GHz

L'analyse du diagramme de rayonnement est essentielle pour évaluer la capacité de l'antenne à émettre efficacement le signal dans différentes directions et à garantir une couverture optimale en inférieures à 6 GHz. Dans cette étude, des simulations 3D et 2D ont été réalisées en utilisant le logiciel CST Microwave Studio (CST MWS) pour analyser le comportement de l'antenne aux deux fréquences :700 MHz et 3,5 GHz. La Figure 3.3 illustre les résultats des simulations CST en

3D et 2D, qui confirment que l'antenne présente un rayonnement omnidirectionnel dans la bande inférieure à 6 GHz. Cela signifie que : À 700 MHz, l'antenne émet uniformément dans toutes les directions, ce qui est idéal pour les applications mobiles où l'utilisateur peut se déplacer librement. À 3,5 GHz, le rayonnement reste globalement omnidirectionnel, mais avec une légère focalisation du signal, permettant une meilleure transmission dans un environnement à haute fréquence.

3.3 Configuration du réseau d'antennes pour la bande millimétrique 28/38 GHz

Dans cette section, l'objectif principal est de concevoir un réseau d'antennes à double bande, fonctionnant aux fréquences millimétriques, précisément à 28 GHz et 38 GHz. Cette conception vise à optimiser le gain et à assurer une couverture directionnelle efficace pour des applications en communications sans fil de nouvelle génération, telles que la 5G et les systèmes radar à haute résolution [48].

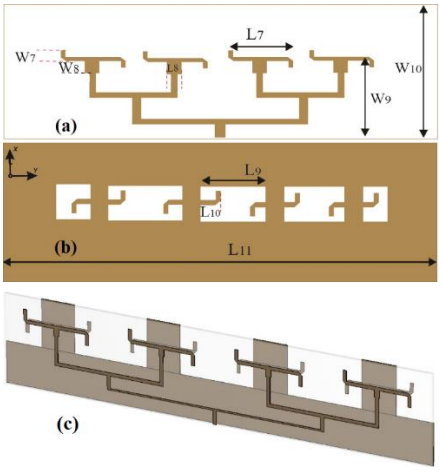


Figure 4-4 Antenne réseau proposée à 28/38 GHz :(a) face supérieure(b) face inférieure(c) vue 3D.

La figure 3.4 illustre la structure du réseau d'antennes proposé, composé de quatre éléments rayonnants (pôles) et d'un diviseur de puissance microstrip. Cette architecture présente une symétrie axiale autour de l'axe x, ce qui permet une configuration réversible et facilite l'intégration dans différents environnements d'application. Les dimensions détaillées de la structure sont répertoriées dans le tableau II.

W7	2	*L7*	10.5	*L11*	64
W8	1.1	***L8***	0.8	—	—
W9	9.9	***L9***	11	—	—
W10	13	***L10***	3.8	—	—

Table 4-2 Paramètres optimisés de la structure réseau millimétrique (en mm).

Chaque élément du réseau adopte une géométrie similaire à celle d'un dipôle en S (S-dipole), où les deux bras supérieurs sont couplés aux bras inférieurs à travers des fentes rectangulaires mises au plan de masse, insérées dans les parties rayonnantes (Fig.3.4). Ce couplage favorise un comportement électromagnétique amélioré, optimisant ainsi l'efficacité de rayonnement et la directivité de l'antenne. Le principe de fonctionnement de chaque élément individuel est quasi-similaire à celui d'un dipôle conventionnel, offrant une polarisation stable et une résonance bien définie aux fréquences ciblées.

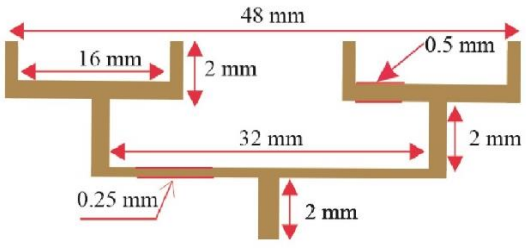


Figure 4-5 Structure du diviseur de puissance.

Le réseau est excité par un diviseur de puissance micro-ruban de type un-vers-quatre, garantissant une distribution en phase des signaux d'alimentation vers l'ensemble des éléments rayonnants (Fig.3.5). Cette architecture favorise la superposition constructive des champs électromagnétiques générés, ce qui conduit à une amélioration significative de la directivité et à une augmentation du gain global du réseau.

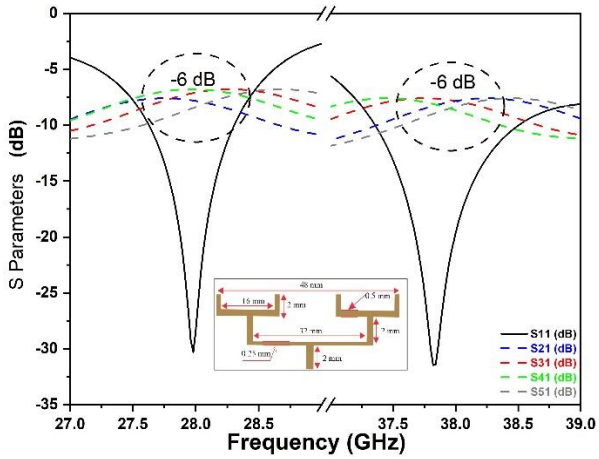


Figure 4-6 Paramètres S simulés du diviseur de puissance.

Les résultats de simulation, présentés dans la figure 3.6, montrent que le diviseur de puissance proposé est bien adapté aux fréquences cibles avec des pertes minimes. En particulier, le coefficient de réflexion |S11| atteint environ -30 dB, indiquant une adaptation d'impédance optimale, tandis que les coefficients de transmission |Sij| sont proches de -6 dB, conformément à la relation théorique 10 log (1/4), confirmant ainsi une répartition équilibrée de la puissance vers chaque élément rayonnant.

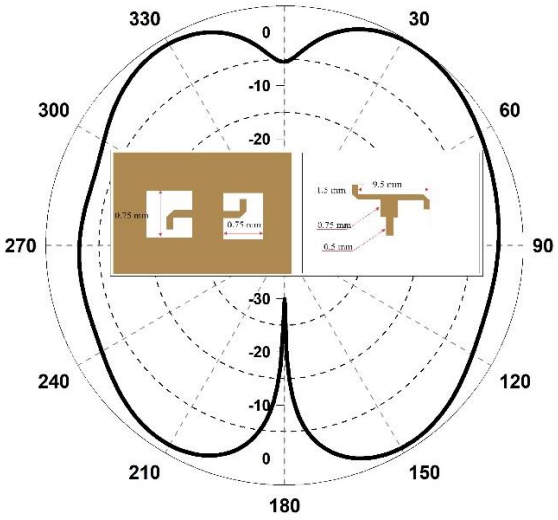


Figure 4-7 Diagramme de rayonnement (plan XY) d'un élément composant le réseau millimétrique.

Par ailleurs, la figure 3.7 montre que le diagramme de rayonnement de chaque élément individuel présente une distribution quasi-omnidirectionnelle, ce qui confirme la similarité de fonctionnement avec un dipôle classique. Toutefois, afin d'améliorer la directivité et d'accroître le gain du réseau, les quatre éléments sont alignés le long de l'axe y, formant ainsi un réseau linéaire à forte directivité. Cette configuration permet de générer un diagramme de rayonnement directionnel avec un gain élevé (Fig.3.8), obtenu grâce à la combinaison constructive des champs électromagnétiques émis par chaque élément, favorisée par l'alimentation en phase assurée par le diviseur de puissance.

En conclusion, cette étude démontre la faisabilité et l'efficacité d'un réseau d'antennes compact et performant dans la bande millimétrique. L'architecture proposée offre des performances optimales en matière de gain, d'adaptation d'impédance et de directivité, ce qui la rend particulièrement adaptée aux systèmes de communication avancés et aux applications radar de haute précision [48] [73].

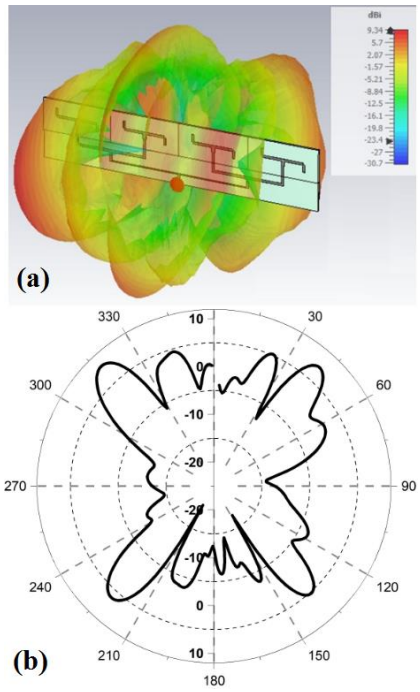
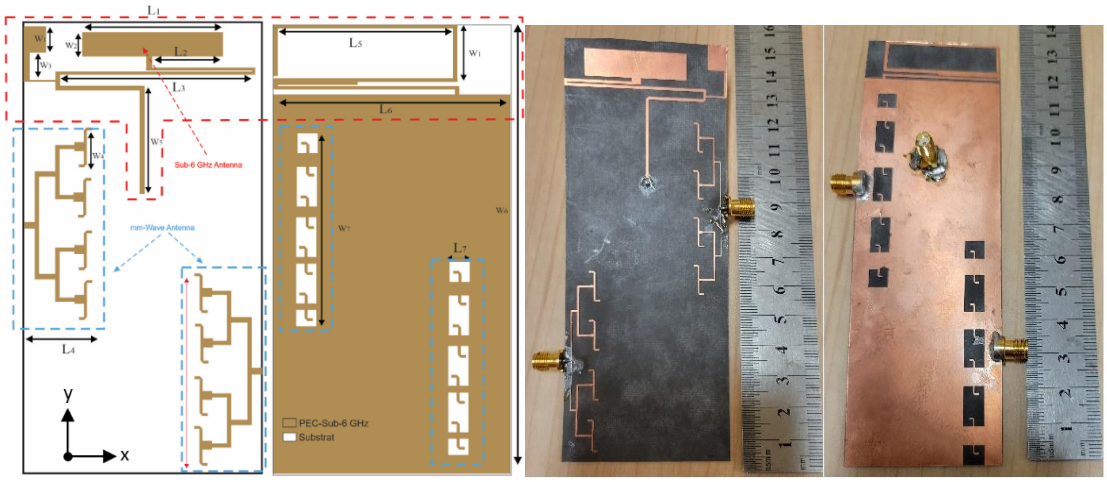


Figure 4-8 Diagramme de rayonnement simulé du réseau d'antenne proposé à 28 GHz :(a) Diagramme 3D(b) Diagramme dans le plan YZ.

3.4 Cohabitation d'une antenne inférieure à 6 GHz avec un réseau fonctionnant à 28/38 GHz.

Cette section est consacrée aux étapes finales de conception, intégrant une méthodologie de combinaison d'antennes étudiées dans les sections précédemment. L'objectif est d'assembler ces structures dans un système compact tout en garantissant une performance électromagnétique optimale sur l'ensemble des bandes de fréquences ciblées. La figure 3.9 illustre la structure finale d'antennes proposé. Celui-ci intègre deux réseaux d'antennes millimétriques similaires, positionnés aux extrémités opposées de la structure. En complément, une antenne inférieure à 6 GHz est colloquée avec ces réseaux millimétriques, en respectant les mêmes paramètres d'optimisation définis précédemment dans les tableaux I et II. Cette approche d'intégration a été

étudiée afin de garantir une cohabitation efficace entre les différentes antennes, en minimisant le couplage électromagnétique et en assurant une correspondance d'impédance adéquate sur l'ensemble des bandes de fréquences ciblées.



(a) (b)

Figure 4-9 Système d'antennes proposé pour le téléphone mobile 5G, (a) : schéma de l'antenne, (b) : Photo du prototype fabriqué

La stratégie de cohabitation mise en œuvre pour le bon fonctionnement des antennes apporte plusieurs bénéfices essentiels qui renforcent l'efficacité et la pertinence du système conçu. Elle assure tout d'abord une adaptation d'impédance homogène sur l'ensemble des bandes de fréquences visées, couvrant à la fois les gammes inférieures à 6 GHz et celles situées dans le domaine des ondes millimétriques, ce qui favorise une transmission plus efficace et limite les pertes dues aux désadaptations. Cette approche permet également de réduire sensiblement le couplage électromagnétique entre les différentes structures rayonnantes, garantissant ainsi une isolation accrue et une meilleure indépendance de fonctionnement entre les antennes intégrées. Parallèlement, elle contribue à stabiliser les diagrammes de rayonnement, assurant un comportement régulier tant dans les basses que dans les hautes fréquences, ce qui est indispensable pour garantir une couverture uniforme et des performances fiables dans diverses conditions d'utilisation. Enfin, en conciliant compacité et efficacité électromagnétique, cette

méthodologie rend la solution proposée pleinement compatible avec les technologies de communication avancées, notamment les systèmes 5G et les futures générations de transmission à très haute fréquence, confirmant ainsi son potentiel pour répondre aux exigences croissantes des réseaux sans fil de demain.

3.5 Fabrication et Caractérisation Expérimentale

Afin de valider les performances du réseau conçu, un prototype a été fabriqué et caractérisé expérimentalement. La figure 3.10 présente l'antennes finale, conçu pour une intégration dans un dispositif compact tel qu'un téléphone mobile ou un module de communication embarqué. L'ensemble du réseau est réalisé sur un substrat Rogers RT Duroid 5880, Le prototype final possède des dimensions globales d'environ 130 mm× 53 mm × 0,508 mm, ce qui permet une intégration aisée dans des dispositifs mobiles tout en conservant une bonne robustesse mécanique et électrique.

Les paramètres S du réseau d'antennes ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel Anritsu MS4647A, permettant une caractérisation précise de l'adaptation d'impédance et des pertes d'insertion. Par ailleurs, les caractéristiques de rayonnement ont été évaluées dans une chambre anéchoïque (Fig.3.10), afin d'étudier le comportement électromagnétique du système dans un environnement exempt de réflexions parasites. Cette analyse a permis de confirmer l'efficacité du réseau en termes de directivité, de gain et de diagramme de rayonnement.

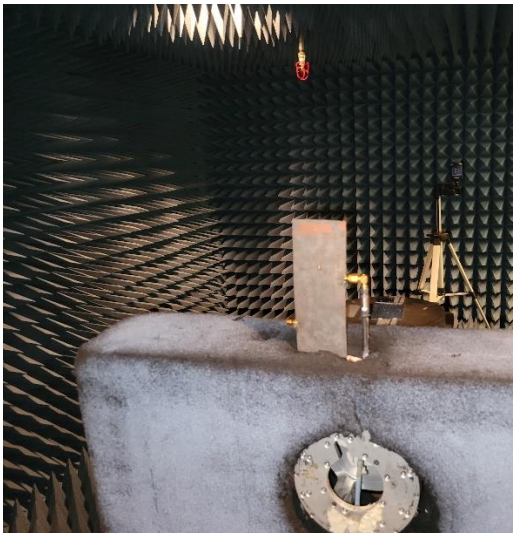


Figure 4-10 mesure de l'antenne dans chambre anéchoïque .

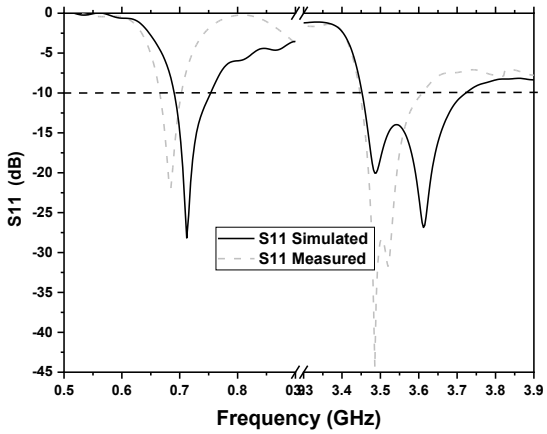


Figure 4-11 Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne proposée, dans la bande inférieure à 6GHz.

La figure 3.11 présente les coefficients de réflexion mesurés et simulés de l'antenne proposée dans la bande inférieure à 6 GHz. Malgré quelques écarts mineurs entre les résultats de simulation et les mesures expérimentales, l'ensemble des données reste globalement cohérent, validant ainsi l'approche de conception adoptée. L'analyse des résultats montre que l'antenne est capable de fonctionner efficacement sur une large gamme de fréquences, allant de 700 MHz à 3,55 GHz. Plus

précisément, les mesures révèlent des largeurs de bande respectives d'environ 160 MHz autour de 700 MHz et 250 MHz autour de 3,55 GHz. Ces valeurs confirment que la structure proposée offre une adaptabilité suffisante pour couvrir plusieurs standards de communication sans fil, notamment :

- La bande des 700 MHz, utilisée pour les réseaux de téléphonie mobile LTE et 5G (bande basse).
- La bande des 3,5 GHz, considérée comme une bande clé pour la 5G (New Radio – NR), offrant un bon compromis entre couverture et capacité.

Les légères divergences entre les courbes mesurées et simulées peuvent être attribuées à plusieurs facteurs, tels que : Les tolérances de fabrication, notamment les variations dans les propriétés diélectriques du substrat, Les imperfections d'assemblage et de soudure, qui peuvent affecter les performances des interconnexions et Les effets de mesure, dus aux limites des équipements de test et aux conditions expérimentales légèrement différentes de l'environnement simulé. Malgré ces variations, les résultats expérimentaux valident la conception en confirmant une adaptation d'impédance satisfaisante et une bonne stabilité des performances dans la bande inférieure à 6 GHz. Cette adéquation entre les résultats théoriques et pratiques souligne la fiabilité de l'antenne développée et son potentiel d'intégration dans des dispositifs de communication avancés.

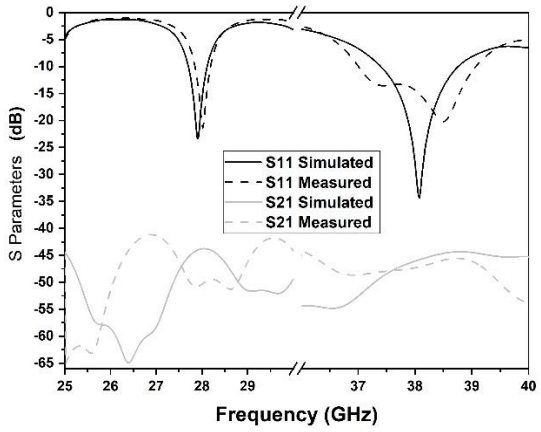


Figure 4-12 Paramètres S simulés et mesurés de l'antenne proposée dans la bande millimétrique.

La figure 3.12 compare les paramètres S obtenus par simulation et par mesure pour le réseau d'antennes dans la bande millimétrique dédiée à la 5G, aux fréquences de 28 GHz et 38 GHz. Les résultats démontrent une excellente correspondance d'impédance, avec un coefficient de réflexion |S11| inférieur à -10 dB dans les deux bandes ciblées, ce qui confirme une adaptation efficace de l'antenne.

Un autre point clé observé est le haut niveau d'isolation inter-éléments dans le réseau. En effet, le coefficient de transmission |S21| reste en dessous de -40 dB sur l'ensemble des bandes étudiées, indiquant une très bonne indépendance entre les éléments rayonnants. Cette caractéristique est essentielle pour les réseaux MIMO (Multiple Input Multiple Output) et les systèmes de communication avancés, où une isolation élevée améliore les performances globales et réduit les interférences mutuelles [48].

Les résultats mesurés en bande millimétrique montrent une très forte similitude avec les simulations, bien plus que dans la bande inférieure à 6 GHz (3,5 GHz). Cette meilleure correspondance peut s'expliquer par le fait qu'aux fréquences millimétriques, la longueur d'onde étant beaucoup plus courte, les variations d'impédance sont moins sensibles aux effets de

couplage. Ces résultats valident l'approche adoptée pour le développement de réseaux d'antennes haute fréquence destinés aux applications 5G et aux communications à très haut débit.

3.5.1 Diagrammes de Rayonnement

La figure 3.13 présente les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans le plan azimutal et le plan d'élévation pour la bande inférieure à 6 GHz. Aux basses fréquences (700 MHz), le rayonnement est quasi-omnidirectionnel, ce qui confirme que l'antenne conserve un comportement stable malgré la présence de la structure millimétrique. Cette caractéristique est particulièrement avantageuse pour les communications mobiles et les réseaux sans fil, où une couverture homogène est recherchée. Cependant, à 3,5 GHz, on observe une légère inclinaison du diagramme et une altération du rayonnement dans certaines directions. Ce phénomène peut être attribué à des interférences liées aux structures environnantes ou à une légère asymétrie dans la distribution du courant sur l'antenne. Néanmoins, ces variations restent modérées et les caractéristiques globales du rayonnement sont jugées satisfaisantes et exploitables pour des applications en bande inférieure à 6 GHz, notamment pour les réseaux 5G [48].

Il est également important de noter que les résultats mesurés et simulés présentent une bonne cohérence, ce qui valide la précision du modèle électromagnétique utilisé dans les simulations.

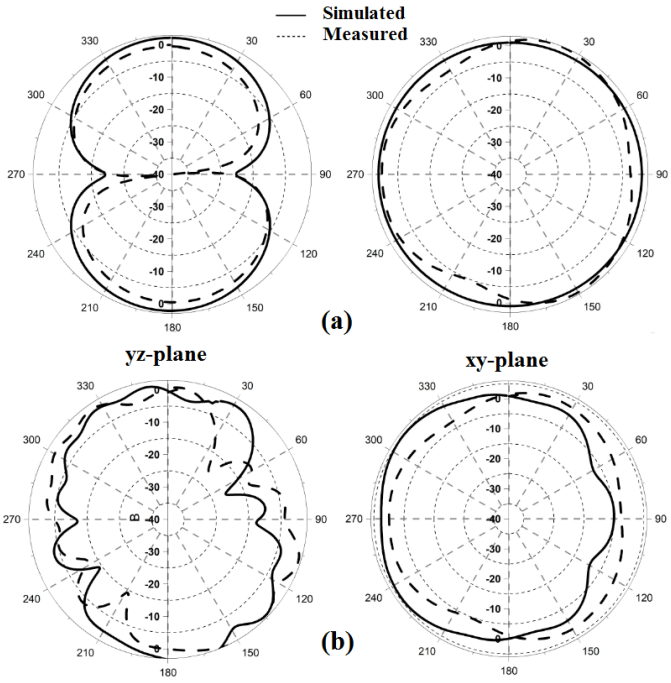


Figure 4-13 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans le plan E (plan yz) et le plan H (plan xy) aux fréquences suivantes :(a) 700 MHz, (b) 3,5 GHz.

La figure 3.13 illustre les diagrammes de rayonnement aux fréquences 28 GHz et 38 GHz. L'accord entre les résultats de simulation et les mesures expérimentales est globalement satisfaisant, avec des diagrammes bien alignés en termes de directivité et de forme du lobe principal. Ces résultats démontrent que la méthodologie de conception adoptée permet un contrôle précis du rayonnement en bande millimétrique, ce qui est essentiel pour les réseaux 5G avancés et les systèmes MIMO massifs.

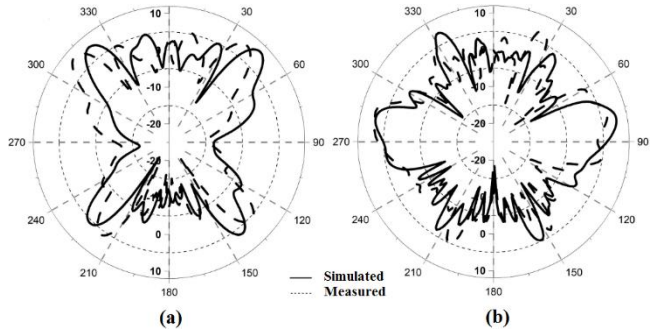


Figure 4-14 Diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans le plan E (plan yz) aux fréquences suivantes : (a) 28 GHz ,(b) 38 GHz..

3.5.2 Analyse du gain de l'Antenne

La figure 3.15 présente les gains mesurés et simulés du réseau d'antennes aux différentes fréquences d'opération. Les résultats révèlent un gain maximal de 4,6 dBi à 3,5 GHz, ce qui est cohérent avec les attentes pour une antenne compacte en bande inférieure à 6 GHz. En revanche, aux fréquences millimétriques, le gain atteint environ 10,5 dBi à 28 GHz, confirmant une amélioration significative due à la directivité accrue du réseau d'antennes. Ce niveau de gain est particulièrement intéressant dans le contexte des communications à ondes millimétriques, où une focalisation du rayonnement est nécessaire pour compenser les pertes de propagation plus élevées. Ces résultats démontrent ainsi l'efficacité du réseau d'antennes conçu, qui combine à la fois un rayonnement omnidirectionnel en basse fréquence et une forte directivité en bande millimétrique.

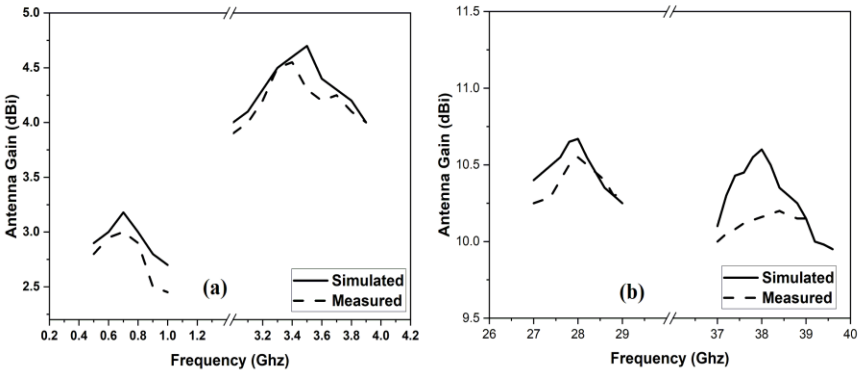


Figure 4-15 Gain simulé et mesuré pour : (a) la bande inférieure à 6 GHz ; (b) les bandes millimétriques.

3.6 Analyse de l'Exposition Humaine et Conformité aux Normes de Sécurité

Afin de rapprocher cette étude des conditions réelles d'utilisation, l'impact de la présence de l'utilisateur, en particulier la main et la tête, a été rigoureusement analysé. La sécurité des utilisateurs étant une priorité absolue, cette analyse prend en compte les normes internationales

relatives aux risques d'exposition humaine aux ondes électromagnétiques, telles que celles définies par la Commission Internationale pour la Protection contre les Rayonnements Non Ionisants (ICNIRP) [59].L'influence des fantômes de tête et de main sur les performances des antennes a été étudiée à l'aide d'un modèle de simulation avancé sous CST Microwave Studio, comme illustré dans la figure 3.16. Cette modélisation a permis d'évaluer: Le Taux d'Absorption Spécifique (SAR) dans la bande inférieure à 6 GHz et La Densité de Puissance (PD) dans la bande millimétrique [59].

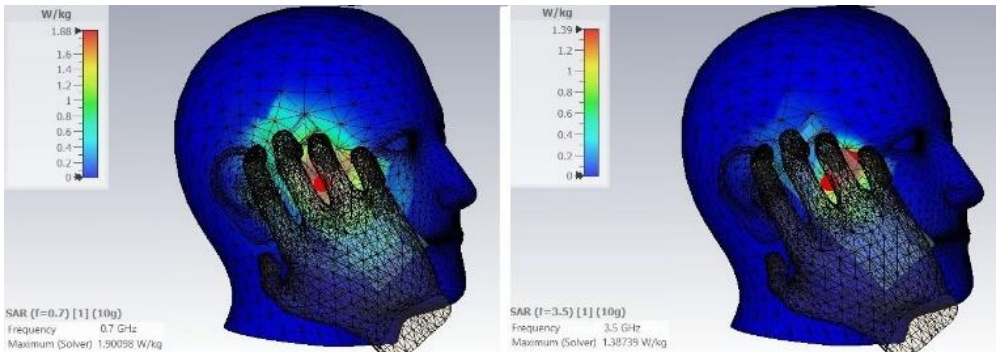


Figure 4-16 Distributions moyennes du SAR sur 10 g du système d'antenne proposé à 700 MHz (figure de gauche) et à 3,5 GHz (figure de droite).

SAR en inférieures à 6 GHz (norme 10 g)		Densité de Puissance (PD) en millimétrique	
700 MHz	1.9 W/kg	28 GHz	160 W/m²
3.5 GHz	1.38 W/kg	38 GHz	180 W/m²

Table 4-3 SAR et Densité de Puissance

Les résultats obtenus ont été comparés aux seuils réglementaires établis par l'ICNIRP. Ils confirment que les antennes développées respectent strictement ces limites, garantissant ainsi une utilisation sans danger pour l'utilisateur. L'évaluation de l'exposition humaine montre que la le

système proposé répond entièrement aux normes internationales de sécurité. Ces conclusions attestent de la possibilité d'intégrer l'antenne dans des terminaux mobiles, dispositifs portables et applications 5G avancées, sans présenter de risque pour l'utilisateur.

En outre, la figure 3.17 illustre que le réseau d'antennes 1, placé à proximité du fantôme tête/main, est effectué à des effets marqués, alors que l'impact sur le réseau d'antennes 2, situé plus loin, demeure relativement limité. Le réseau 1 conserve une efficacité de rayonnement élevée, pouvant atteindre 60 %, notamment lorsque la main droite est utilisée, tandis que le réseau 2 maintien de bonnes performances avec la main gauche. Ces différences s'expliquent par l'absorption significative du champ électromagnétique par le fantôme tête/main et par la position respective de chaque réseau d'antennes par rapport à celui-ci.

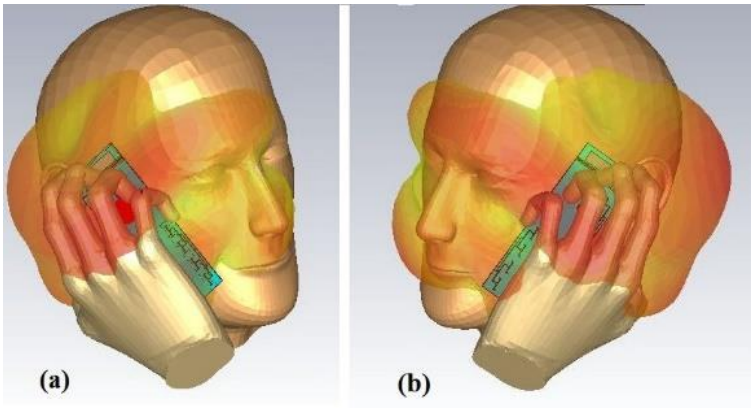


Figure 4-17 Diagramme de rayonnement 3D du système d'antenne simulé :(a) Main droite(b) Main gauche.

En outre, l'impact de l'intégration d'un écran à cristaux liquides (LCD) est examiné à l'aide de simulations CST MWS. Le module LCD se compose de deux parties : le panneau LCD (verre avec une permittivité relative de 7 et une tangente de perte de 0,02, fixé au blindage LCD) et le blindage LCD (en acier inoxydable, fixé au plan de masse). Le LCD, mesurant 135 mm × 75 mm × 0,5 mm,

est positionné sous le plan de masse et traité comme un conducteur électrique parfait (PEC).L'étude inclut des simulations du coefficient de réflexion en présence du dispositif LCD avec un espacement de 3 mm et 5 mm par rapport au plan de masse. La Fig. 34 illustre l'influence du module LCD sur le réseau d'antennes, qui se manifeste par un léger déplacement des fréquences de résonance vers des bandes plus élevées dans les gammes de fréquences micro-ondes et millimétrique. Cette influence mineure peut être facilement compensée en ajustant simplement les paramètres de la structure, notamment les dimensions des radiateurs [48].

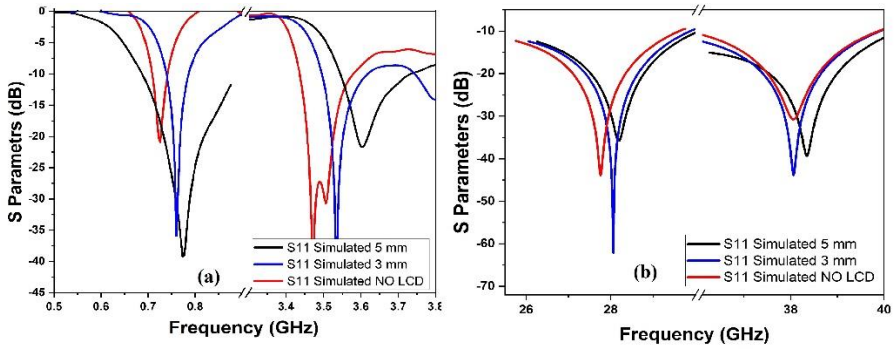


Figure 4-18 Effet du LCD sur la structure proposée avec différents espacements entre le LCD et le plan de masse :(a) Bande inférieure à 6 GHz, (b) Bande millimétrique.

3.7 Conclusion

Ce chapitre présente la conception d'un système capable d'opérer simultanément dans les bandes des ondes millimétriques et dans les bandes inférieures à 6 GHz, destinée aux terminaux mobiles et dispositifs sans fil. L'ensemble des structures est intégré dans un même volume au sein d'un circuit imprimé compact, favorisant ainsi la miniaturisation et l'optimisation de l'espace. L'architecture proposée comprend deux réseaux dédiés aux ondes millimétriques ainsi qu'une antenne pour les bandes inférieures à 6 GHz, offrant une bande passante étendue avec des gains moyens respectifs de 10,5 dBi et 4,6 dBi. Les résultats de simulation et de mesure montrent une

concordance satisfaisante pour la bande passante d'impédance, le gain et les diagrammes de rayonnement. Conçue pour répondre aux exigences des systèmes MIMO, cette antenne se distingue par son encombrement réduit, son profil mince, son coût de fabrication limité, sa compatibilité avec les procédés industriels et son intégration aisée aux circuits numériques actuels.

Grâce à sa compacité et à ses performances, ce système d'antenne représente une solution prometteuse pour les applications de télécommunications de cinquième génération (5G), combinant large couverture spectrale et directivité accrue. Elle se montre également pertinente pour les environnements radiofréquences complexes, tels que les mines souterraines, où la propagation est fortement contrainte par des conditions sans visibilité directe (NLOS). Dans ces contextes, ce système peut être intégré aux équipements de communication des mineurs, aux systèmes portatifs ou aux machines autonomes des mines intelligentes. Les sections suivantes examineront en détail ses performances dans divers scénarios réels et sous différentes conditions environnementales, afin d'optimiser son efficacité et sa robustesse pour des applications critiques.

Chapitre 4 : Antenne Station de Base

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous poursuivons notre travail sur la nouvelle architecture de communication 5G dans les environnements miniers souterrains. Plus précisément, nous allons développer une nouvelle station de base conçue pour fonctionner dans les mêmes bandes de fréquence que l'antenne terminale présentée dans le chapitre précédent. Cette compatibilité est essentielle pour garantir une communication cohérente et efficace au sein du réseau.

L'objectif principal de ce chapitre est de mettre en place une infrastructure 5G complète, adaptée aux contraintes spécifiques des mines souterraines. Une fois la station de base conçue et intégrée, l'ensemble de l'architecture sera testé dans un environnement minier réel. Ces expérimentations permettront de simuler différents scénarios d'utilisation, afin de valider la performance, la fiabilité et la faisabilité de notre solution de communication 5G dans un contexte souterrain [61] [62].

4.2 Structure d'un réseau d'antennes à ondes millimétriques 28/38 GHz

Figure 4.1 illustre la conception d'un réseau d'antennes à double bande et à gain élevé, développé pour les fréquences en ondes millimétriques, en particulier à 28 et 38 GHz. Cette structure est conçue pour répondre aux exigences des systèmes de communication à haut débit dans la bande millimétrique, comme ceux utilisés dans les technologies 5G.

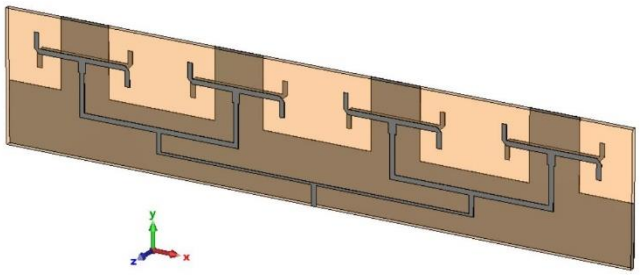


Figure 5-1 Vue 3D du réseau d'antennes dans la bande millimétrique proposé pour 28/38 GHz.

Le réseau comprend quatre éléments rayonnants disposés en série, ainsi qu'un diviseur de puissance micro-ruban. Chaque élément du réseau est en forme de dipôle en S, avec des bras supérieurs couplés aux bras inférieurs par des fentes rectangulaires mises à la masse, situées dans les sections rayonnantes. Ce couplage permet un fonctionnement similaire à celui d'une antenne dipôle classique, tout en maintenant une compacité adaptée aux hautes fréquences. Un diviseur de puissance micro-ruban un-vers-quatre est utilisé pour répartir de manière uniforme et en phase le signal d'entrée vers les quatre éléments du réseau. Cela garantit une excitation cohérente des éléments, essentielle pour obtenir un diagramme de rayonnement directionnel et un gain accru.

Cette architecture permet à l'antenne de fonctionner efficacement sur deux bandes distinctes (28 GHz et 38 GHz), tout en assurant une bonne adaptation d'impédance et des performances élevées en gain. Des détails supplémentaires sur la structure et ses performances sont fournis dans la référence [48].

4.3 Implémentation d'antennes de station de base 5G pour les bandes inférieures à 6 GHz et les fréquences millimétriques

D'après les travaux rapportés dans la littérature, la puissance moyenne du signal dans la bande des ondes millimétriques peut augmenter jusqu'à 25 dB lorsqu'un dispositif mobile passe d'une situation sans

visibilité directe (NLOS) à une situation en ligne de visée (LOS) [21]. Cette amélioration souligne le rôle central de la propagation en LOS, qui constitue un paramètre déterminant pour garantir une communication optimale entre la station de base et les terminaux mobiles. Dans cette optique, assurer des conditions LOS apparaît comme une exigence prioritaire, particulièrement dans des environnements confinés tels que les mines.

Dans le contexte minier, les stations de base sont généralement installées horizontalement au point central le plus élevé de la galerie, ce qui favorise la propagation en ligne de visée (LOS) [21]. Cette disposition permet de limiter les pertes de signal, d'élargir la couverture et d'améliorer la qualité de service pour les communications sans fil souterraines. Sur le plan technique, cependant, l'intégration de plusieurs éléments rayonnants dans un appareil mobile demeure complexe, en raison des contraintes d'espace imposées par les antennes dédiées aux bandes inférieures à 6 GHz. Compte tenu du fait que les signaux émis par les stations de base se propagent dans plusieurs directions, il est recommandé de recourir à des réseaux d'antennes à fort gain et offrant une large couverture angulaire, afin de satisfaire les exigences croissantes en matière de capacité et de fiabilité des systèmes 5G. Dans cette perspective, la station de base étudiée adopte une architecture hybride combinant différents types de structures rayonnantes. Elle intègre, d'une part, deux antennes dédiées aux bandes inférieures à 6 GHz (Ant1 et Ant2), connectées respectivement aux ports 1 et 2, et d'autre part, quatre réseaux d'antennes millimétriques (Ant3, Ant4, Ant5 et Ant6), reliés aux ports 3 à 6. Cette configuration vise à assurer une complémentarité entre les deux

gammes de fréquences, garantissant à la fois une large couverture et des performances accrues en termes de gain et de directivité (voir Figure 4.2).

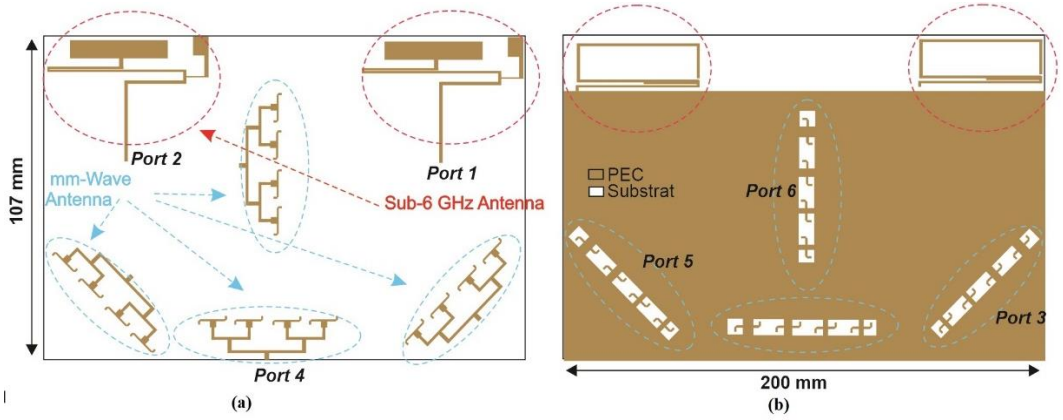


Figure 5-2 Disposition de la station de base 5G proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

Les antennes inférieures à 6 GHz sont conçues pour les réseaux MIMO, avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnel afin de garantir une couverture homogène dans toutes les directions, même dans les zones à faible signal. En parallèle, les réseaux millimétriques assurent une couverture directionnelle complète, permettant de concentrer l'énergie rayonnée vers des zones ciblées et d'atteindre des débits très élevés, comme requis par les applications 5G avancées [74].

4.3.1 Optimisation de l'agencement du réseau d'antennes

Cette section a pour objectif d'analyser l'efficacité de l'utilisation de réseaux d'antennes dans la structure d'une station de base. Pour ce faire, l'étude compare leur efficacité de couverture, définie selon leur gain et leur zone de couverture, conformément à [74]:

$$\eta c = \frac{Coverage\ Solid\ Angle}{Maximum\ Solid\ Angle} \tag{4.1}$$

L’angle solide de couverture correspond à la plage angulaire dans laquelle le gain de l’antenne dépasse un seuil minimal, noté **Gmin**. L’angle solide maximal, quant à lui, est de **4π** radians, représentant une couverture théorique totale dans toutes les directions.

Configuration optimale du réseau d'antennes sur le plan de masse intégré est évalué à travers trois configurations différentes, illustrées à la Figure 4.3 :

- **Configuration A** : Composée de quatre réseaux d’antennes, dont :

  - Un élément transversal parallèle au bord le plus long du châssis,
  - Un élément longitudinal perpendiculaire au précédent,
  - Deux éléments disposés symétriquement à un angle de 45°.

  Cet Configuration assure une couverture améliorée et une grande polyvalence en émission et réception, idéale pour des environnements complexes.

- **Configuration B** : Les quatre réseaux d’antennes sont positionnés sur les côtés opposés du plan de masse. Cette disposition génère un diagramme de rayonnement distinctif, favorisant la directivité du signal.
- **Configuration C** : Les antennes sont disposées perpendiculairement le long des bords longs du châssis. Cette Configuration facilite des fonctions avancées telles que le balayage de faisceau (beam steering) et le formage de faisceau (beamforming), très recherchées dans les systèmes 5G pour concentrer l’énergie rayonnée vers les utilisateurs cibles.

Ces trois configurations permettent d’évaluer l’impact de la géométrie sur la couverture et les performances globales de la station de base. Le choix de Configuration dépendra des exigences

spécifiques du réseau, telles que la densité d'utilisateurs, les contraintes physiques de l'environnement et le besoin en directivité.

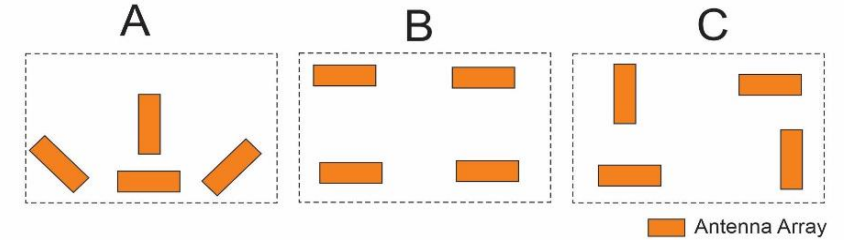


Figure 5-3 Topologies des réseaux d'antennes.

L'efficacité de couverture des différentes configurations est évaluée en calculant le gain du réseau d'antennes à travers divers angles solides, puis en sélectionnant le gain maximal pour chaque direction. On détermine ensuite la probabilité que ce gain dépasse un seuil donné, ce qui permet d'obtenir l'efficacité de couverture pour ce seuil. Les résultats de cette analyse sont présentés dans la Figure 4.4.

De manière générale, la Configuration A offre une zone de couverture plus étendue, grâce à la répartition des quatre réseaux d'antennes sur l'ensemble du châssis de la station de base. Cette disposition permet une couverture plus homogène et diversifiée.

- ✓ La Configuration C, avec un gain de 9 dBi, couvre principalement la moitié supérieure de l'espace.
- ✓ En revanche, la Configuration A, avec un gain supérieur à 6 dBi, parvient à couvrir environ 70 % de la zone d'intérêt.

Cette différence de couverture résulte principalement des orientations angulaires variées des antennes dans chaque configuration, ce qui permet une couverture globale plus efficace et une plus grande capacité de transmission et de réception dans différentes directions. Sur la base de cette

étude comparative, la Configuration A a été retenue comme étant la plus optimale. Par conséquent, le concept final de la station de base 5G, illustré dans la Figure 4.5, intègre les antennes dans la bandes inférieures à 6 GHz positionnées dans les coins supérieurs du châssis, tandis que les réseaux millimétriques sont répartis de manière stratégique selon cette configuration.

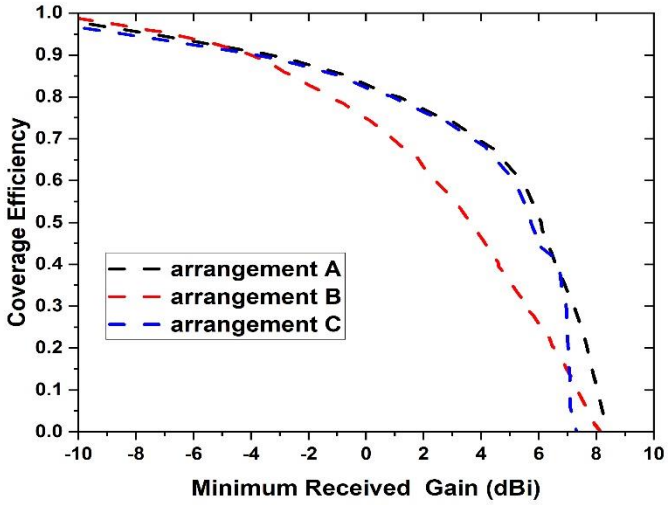


Figure 5-4

Figure 4. 1 Analyse de la couverture selon les différentes topologies.

4.4 Résultats De Simulation Et De Mesure

La structure proposée de la station de base a été fabriquée en vue d'une analyse approfondie et d'une évaluation expérimentale. Le prototype, dont les dimensions totales sont de 200 x 107 mm², est présenté à la Figure 4.5. Ce prototype a été testé afin d'évaluer ses performances et de valider son efficacité dans des applications pratiques [74].



Figure 5-5 Photographie de la station de base 5G fabriquée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

4.4.1 Analyse des performances dans les bandes basses 5g (bandes inférieures à 6 GHz)

La Figure 4.6 compare les paramètres S simulés et mesurés (S11, S21) pour les antennes 1 et 2. L'analyse montre que les deux antennes sont bien accordées aux fréquences cibles (700 MHz et 3,5 GHz), avec une bande passante de -10 dB. De plus, les coefficients de transmission simulés et mesurés (S21) pour le système MIMO inférieures à 6 GHz, composé des antennes 1 et 2, montrent une isolation d'environ 20 dB. Cela indique une bonne performance en diversité du système MIMO, grâce à un haut niveau d'isolation sur toute la plage de fréquences, même lorsque les deux antennes sont positionnées à une distance relativement courte (74,7 mm à 0,7 GHz), sans nécessiter de mécanismes supplémentaires de découplage.

Par ailleurs, les performances du système MIMO ont été évaluées à l'aide des mesures du coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC). Le ECC mesure la corrélation entre les diagrammes de rayonnement de deux antennes, offrant ainsi un indicateur de la performance en diversité du système MIMO [1]. La Figure 4.7 illustre les valeurs de ECC, qui sont essentielles pour évaluer l'efficacité du système en termes de diversité. Une valeur de ECC inférieure ou égale à 0,5 est généralement requise pour obtenir des gains significatifs en diversité [48].

Le coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC) du système d'antenne MIMO proposé est calculé à l'aide des paramètres de diffusion (S-paramètres) selon la formule suivante :

$$\rho_{ij} = \frac{\left|S_{ii}^{*}S_{ij}+S_{ji}^{*}S_{jj}\right|^{2}}{\left(1-\left(|S_{ii}|^{2}+|S_{ji}|^{2}\right)\right)\left(1-\left(|S_{jj}|^{2}+|S_{ij}|^{2}\right)\right)} \tag{4.2}$$

où S_{ii} représente le coefficient de réflexion de l'élément d'antenne "i", et S_{ij} représente le coefficient de transmission entre les éléments d'antenne "i "et "j"..

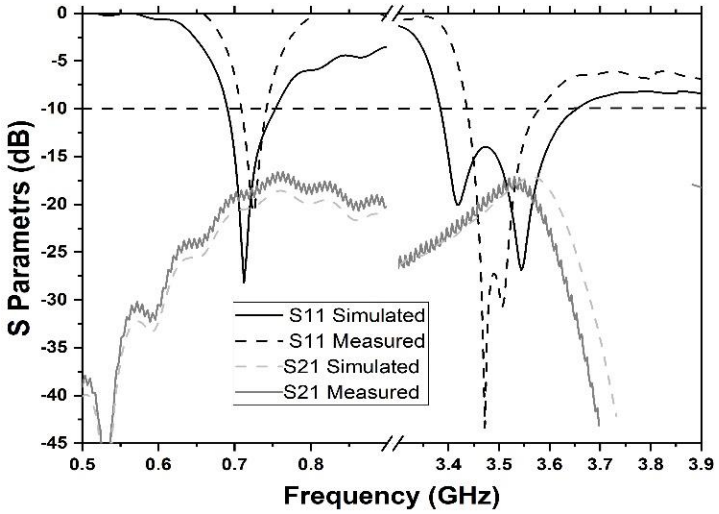


Figure 5-6 Paramètres S simulés et mesurés des antennes MIMO dans la bande inférieure à 6 GHz.

Comme illustré à la Figure 4.7, les valeurs de ECC issues à la fois des données simulées et mesurées restent constamment inférieures à 0,2 sur l'ensemble de la plage de fréquences, ce qui indique d'excellentes performances MIMO. Le logiciel CST MWS a été utilisé pour générer les diagrammes de rayonnement des antennes inférieures à 6 GHz, comme illustré à la Figure 4.8. En raison de la nature symétrique de la structure proposée, seuls les diagrammes de rayonnement de l'Antenne 1 sont présentés pour les fréquences de 0,7 GHz et 3,5 GHz.

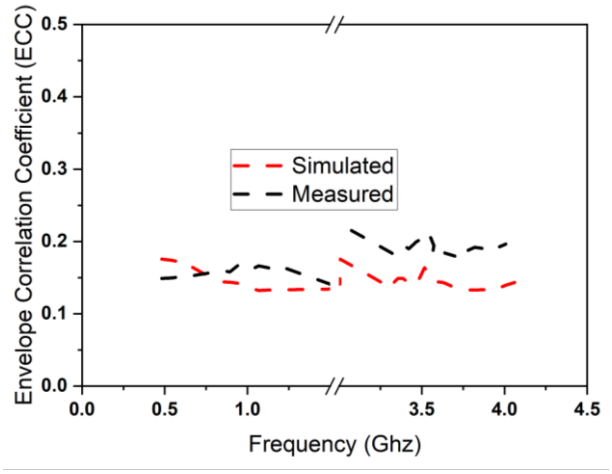


Figure 5-7 Coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC) simulé et mesuré.

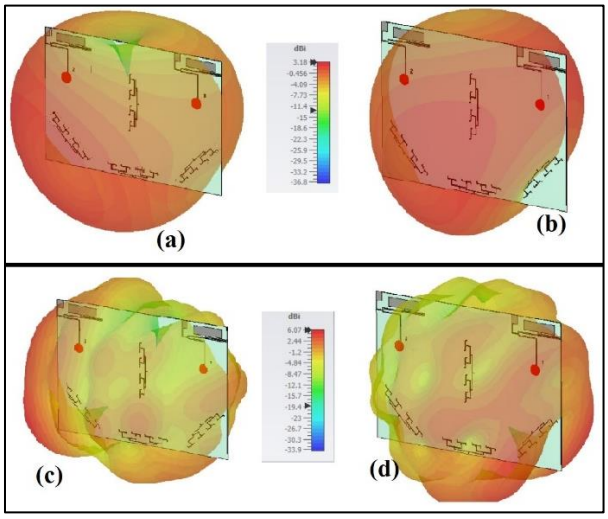


Figure 5-8 Diagrammes de rayonnement 3D : (a) Antenne 1 à 700 MHz, (b) Antenne 2 à 700 MHz, (c) Antenne 1 à 3,5 GHz, (d) Antenne 2 à 3,5 GHz.

4.4.2 Analyse des performances dans les bandes hautes 5G (28/38 GHz)

La Figure 4.9 présente les paramètres S simulés et mesurés pour la station de base 5G proposée dans la bande millimétrique. Les résultats montrent que les réseaux d'antennes rayonnent aux fréquences de 28 GHz et 38 GHz, avec une bonne concordance entre la simulation et la mesure. Le léger décalage de fréquence observé est probablement dû aux connecteurs soudés et aux réseaux

d’alimentation. Par ailleurs, le système atteint une isolation élevée d’environ 35 dB sur l’ensemble des bandes de fonctionnement, ce qui témoigne d’une interférence électromagnétique minimale entre les quatre réseaux du système d’antenne MIMO en bande millimétrique.

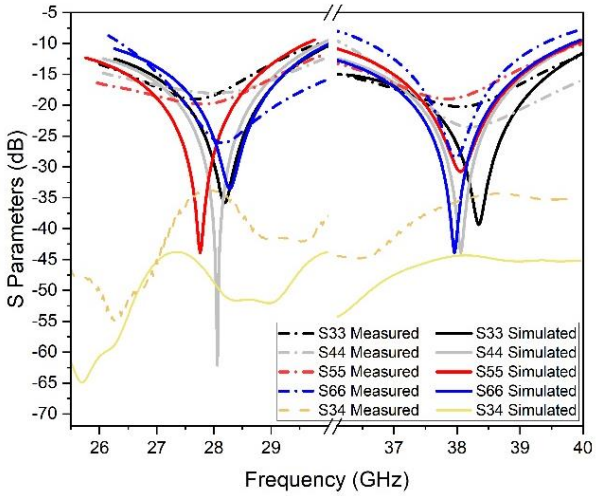


Figure 5-9 Paramètres S simulés et mesurés de la station de base proposée dans les bandes millimétriques.

La Figure 4.10 illustre les caractéristiques de rayonnement 3D du système d’antenne à 28 GHz. Chaque antenne présente une région de fort gain distincte sur le diagramme de rayonnement sphérique. Une couverture efficace d’une zone spécifique nécessite de basculer vers l’antenne correspondante. De plus, les diagrammes présentent un chevauchement partiel important, ce qui contribue à une augmentation du gain dans la direction souhaitée.

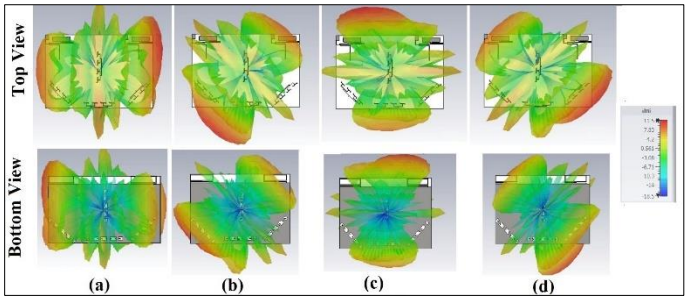


Figure 5-10 Diagrammes de rayonnement simulés de l’antenne de la station de base à 28 GHz : (a) antenne 3, (b) antenne 4, (c) antenne 5, et (d) antenne 6.

La Figure 4.12 examine les caractéristiques de couverture en 2D du système d'antenne à 28 GHz, sur la base de simulations et de mesures réalisées en chambre anéchoïque, comme illustré à la Figure 4.12. Les résultats mettent en évidence la capacité de balayage de faisceau du réseau, démontrant une large couverture angulaire s'étendant sur 360 degrés, avec un gain significatif d'environ 9 dBi. Chaque antenne du réseau est conçue pour orienter un faisceau avec une largeur moyenne d'environ 15 degrés. Plus précisément, le gain maximal de chaque antenne se produit à des angles distincts : 0 degré, 45 degrés, 90 degrés et 135 degrés pour les premières à quatrième antennes, respectivement. Cette configuration est répétée de manière symétrique avec un décalage supplémentaire de 180 degrés, entraînant également des gains maximaux aux angles de 180 degrés, 225 degrés, 270 degrés et 315 degrés.

L'analyse comparative entre les résultats simulés et mesurés montre une bonne concordance entre les deux, ce qui confirme que la simulation prédit avec précision les performances de l'antenne. Les légères différences observées sont attribuées à de petits décalages angulaires, probablement dus à des imprécisions dans le banc de rotation utilisé lors de la phase de mesure.

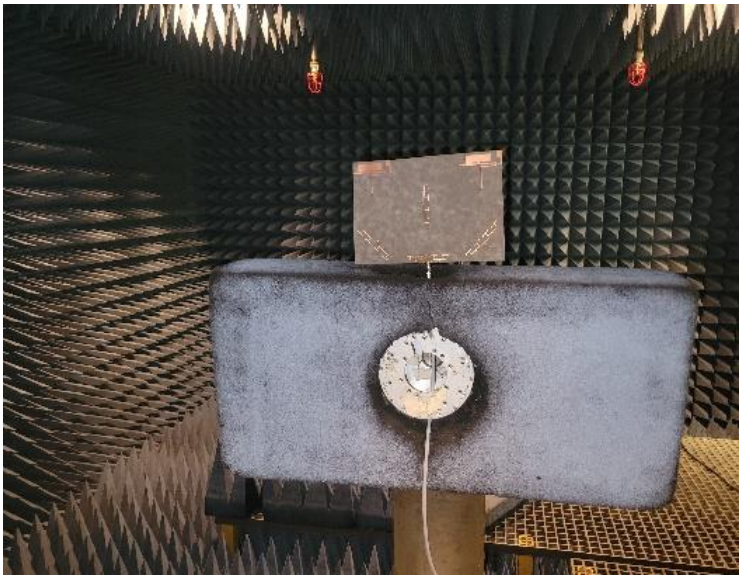


Figure 5-11 Banc d'essai de mesure du diagramme de rayonnement.

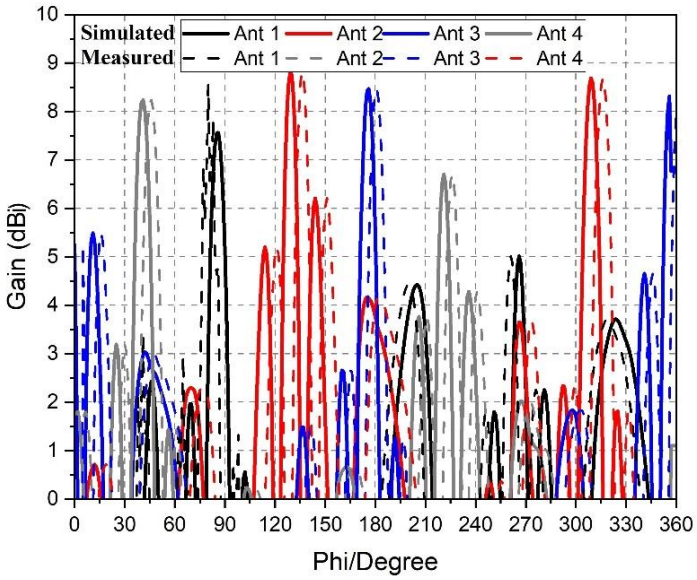


Figure 5-12 Propriétés de couverture en rayonnement 2D du réseau d'antennes proposé.

4.5 Validation de l'antenne développée dans un environnement souterrain simulé

Afin de valider les performances de l'antenne que nous avons développée, nous avons réalisé une modélisation d'un environnement minier souterrain à l'aide du logiciel CST Studio Suite. Le modèle retenu reproduit un tunnel semi-circulaire de dimensions représentatives d'une galerie minière typique : 5 mètres de largeur, 3 mètres de hauteur et une longueur d'environ 20 mètres.

Pour garantir un comportement électromagnétique réaliste, les parois du tunnel ont été caractérisées par des propriétés diélectriques et conductrices représentatives de roches rencontrées en milieu souterrain. Ainsi, un matériau personnalisé, de type « roche », a été défini avec une permittivité relative d'environ $\varepsilon r \approx 10$ et une conductivité électrique de $\sigma = 0{,}5$ S/m. Ces propriétés ont été appliquées à l'ensemble des surfaces du tunnel afin de reproduire fidèlement les conditions de propagation rencontrées en milieu réel.

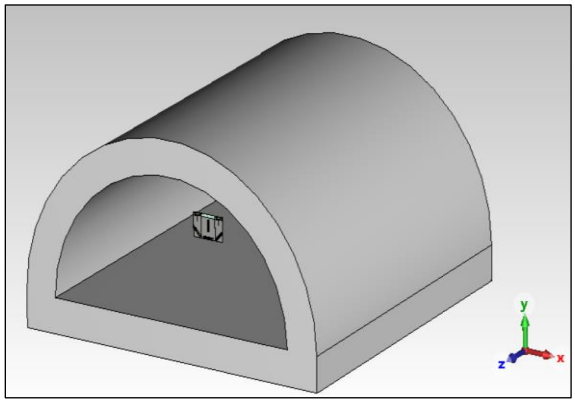


Figure 5-13 Représentation du modèle souterrain simulé

Les résultats des simulations effectuées avec ce modèle souterrain n'ont pas révélé de variations significatives par rapport aux mesures en espace libre. En particulier, le coefficient de réflexion

(S11) demeure relativement stable, traduisant une adaptation d'impédance de l'antenne faiblement influencée par la présence du milieu environnant.

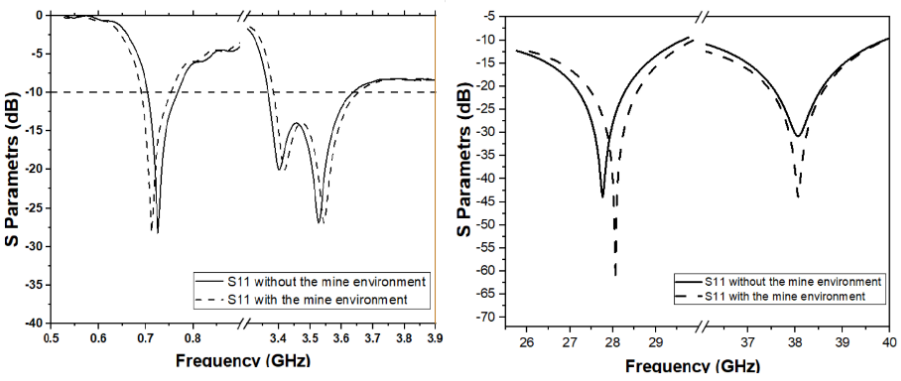


Figure 5-14 Courbe des paramètres S illustrant le coefficient de réflexion

Concernant le diagramme de rayonnement, les résultats obtenus pour les bandes inférieures à 6 GHz mettent en évidence des variations minimales. Le profil de rayonnement reste pratiquement inchangé, ce qui confirme le comportement quasi-omnidirectionnel de l'antenne dans cette gamme de fréquences.

Ces observations soulignent la robustesse de la conception proposée face aux contraintes spécifiques des environnements souterrains complexes. Elles indiquent que l'antenne conserve ses caractéristiques de fonctionnement, même dans un contexte de propagation multi-trajets et d'atténuation importante, conditions typiques des infrastructures minières. Ce résultat est particulièrement intéressant dans la perspective d'une intégration dans des réseaux sans fil de cinquième génération (5G) destinés aux communications souterraines, où la stabilité des performances en conditions réelles constitue un facteur critique pour la fiabilité du système global [74].

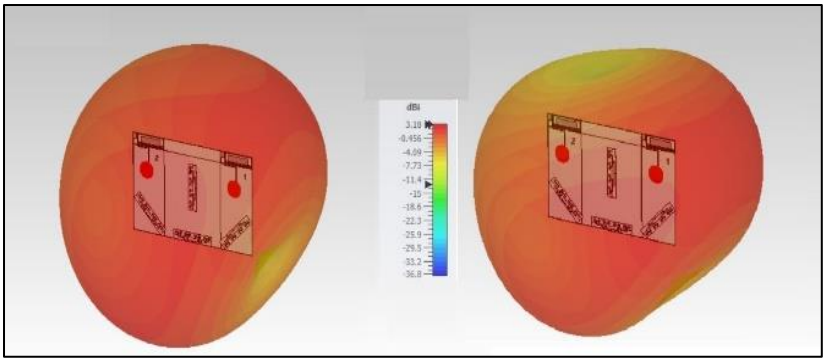


Figure 5-15 Diagramme de rayonnement de l'antenne dans l'environnement souterrain simulé

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception d'un système d'antennes innovant, capable de fonctionner simultanément dans les bandes la bande inférieure 6 GHz et millimétriques, répondant ainsi aux exigences des stations de base et des dispositifs sans fil de la 5G. L'intégration de l'ensemble des structures dans un volume compact sur un circuit imprimé unique illustre une avancée notable en matière de miniaturisation et d'optimisation de l'espace.

La solution proposée se distingue par une architecture mixte regroupant deux antennes monopoles dédiées aux basses fréquences et quatre réseaux à gain élevé opérant dans les bandes millimétriques. L'agencement soigneusement optimisé des six antennes permet d'assurer une couverture quasi omnidirectionnelle (≈ 360°) avec un gain mesuré avoisinant 10,5 dBi, démontrant la pertinence du compromis entre compacité et performance.

Les études menées ont montré que ce système satisfait pleinement aux contraintes d'adaptation d'impédance et aux critères essentiels du MIMO, en particulier une isolation inter-ports élevée et

un faible coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC), garantissant ainsi la diversité spatiale et la fiabilité du lien radio.

Ce travail constitue une étape clé vers le développement d'antennes multifréquences compactes et performantes, adaptées aux besoins croissants des réseaux 5G. Il ouvre également la voie à des déploiements concrets dans des environnements complexes, tels que les mines souterraines, où la compacité, la robustesse et la polyvalence des systèmes radiofréquences jouent un rôle déterminant.

Chapitre 5. Mesures expérimentales et caractérisation des canaux 5G dans différentes bandes de fréquences en environnement minier souterrain

5.1 Introduction

La Mine intelligente 4.0, également appelée mine 4.0, inaugure une nouvelle ère pour l'industrie minière grâce à l'intégration des technologies issues de la quatrième révolution industrielle. L'Internet des Objets (IoT), en reliant les équipements miniers via le réseau, occupe une place centrale dans cette transformation [5]. Comparée aux standards 4G/LTE, la 5G introduit des avancées significatives : une capacité accrue pour accueillir un nombre plus élevé d'utilisateurs, un meilleur support des applications IoT, ainsi que de nouvelles possibilités immersives telles que la réalité augmentée et la réalité virtuelle, particulièrement pertinentes dans les environnements industriels [10].

Cependant, les milieux souterrains comme les mines présentent des contraintes spécifiques à la propagation des signaux radio. La géométrie complexe des galeries, la nature des matériaux environnants et la présence d'obstacles variés perturbent fortement les mécanismes de propagation, ce qui complique leur modélisation [6]. Dans ce contexte, les technologies millimétriques et MIMO apparaissent comme des solutions prometteuses. Leur déploiement dans des espaces confinés implique toutefois une intégration harmonieuse de plusieurs systèmes dans un même terminal, afin de répondre aux exigences croissantes des réseaux 5G.

Ce chapitre propose une étude des mécanismes fondamentaux de la propagation en milieu souterrain, en mettant l'accent sur des phénomènes clés tels que l'effet de guide d'ondes, les réflexions multiples et la diffraction.

5.2 Facteurs influençant la propagation en milieu souterrain

La propagation des ondes électromagnétiques en milieu souterrain est influencée par plusieurs facteurs interdépendants. Tout d'abord, les tunnels, en raison de leur géométrie et de leurs dimensions, agissent comme de véritables guides d'ondes naturels. Dans des conditions de visibilité directe (LOS), cela facilite la transmission sur de longues distances, mais dans les scénarios sans visibilité directe (NLOS), la propagation devient irrégulière et sujette à d'importantes fluctuations. Par ailleurs, les parois souvent rugueuses des galeries provoquent de multiples réflexions, générant divers trajets de propagation (multipath) dont l'interférence se traduit par un affaiblissement localisé du signal, connu sous le nom de l'évanouissement (fading). Les coins, intersections et obstacles présents dans l'infrastructure souterraine ajoutent un autre phénomène, celui de la diffraction, qui permet une certaine couverture en NLOS mais au prix d'une atténuation marquée. De plus, les propriétés électromagnétiques des roches environnantes, notamment leur permittivité et leur conductivité, jouent un rôle déterminant : elles peuvent induire des pertes significatives, parfois sévères. Enfin, les conditions environnementales, et plus particulièrement l'humidité omniprésente dans les mines, affectent à la fois la propagation et la fiabilité des systèmes de communication. L'humidité modifie les caractéristiques électriques des parois, favorise la diffusion du signal et impose des contraintes supplémentaires sur les antennes et les équipements, qui doivent être protégés pour assurer un fonctionnement fiable dans ces environnements contraignants [75].

5.3 Méthodes de caractérisation des canaux radio

La caractérisation des canaux de transmission repose sur différentes méthodes de sondage permettant d'évaluer leurs propriétés physiques et statistiques [11]. Ces approches fournissent des données fiables pour comprendre les interactions complexes entre les ondes électromagnétiques et l'environnement de propagation. Selon les objectifs visés et les contraintes expérimentales, les mesures peuvent être effectuées dans le domaine temporel ou fréquentiel, chacune offrant des avantages spécifiques en termes de précision et d'adaptation au scénario étudié.

5.3.1 Méthodes temporelles de mesure des canaux

Les techniques de sondage temporel visent à estimer la réponse impulsionnelle du canal (CIR) en l'excitant par des impulsions courtes ou des séquences pseudo-aléatoires (PN) [6]. Le signal reçu est ensuite corrélé avec le signal transmis afin d'extraire la CIR. Parmi les approches courantes, la corrélation glissante améliore le rapport signal/bruit grâce à un gain de traitement et permet une compression efficace des impulsions [11]. Les sondeurs modernes, intégrant des convertisseurs analogiques-numériques (ADC) rapides, facilitent les mesures en large bande sans nécessiter de réplique exacte du signal transmis. Ces méthodes sont particulièrement adaptées aux environnements dynamiques ou extérieurs, où un grand volume d'échantillons doit être collecté rapidement. Toutefois, leurs performances restent limitées par la bande passante et la vitesse d'échantillonnage des équipements [74].

5.3.2 Méthodes fréquentielles de mesure des canaux

Les techniques fréquentielles consistent à estimer la fonction de transfert du canal (CTF) en balayant une large bande de fréquences à l'aide de signaux sinusoïdaux ou multitons. L'outil le plus couramment employé est l'analyseur de réseau vectoriel (VNA), qui mesure le paramètre S21 représentant le coefficient de transmission entre les antennes d'émission et de réception [21]. Ce procédé offre une grande précision, une excellente résolution spectrale et permet, par transformation de Fourier, d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal [21].

Ces sondeurs se distinguent par leur simplicité d'utilisation, leur robustesse et la possibilité de calibration, ce qui permet de corriger les effets des composants de mesure tels que les câbles ou amplificateurs [74]. Ils sont particulièrement adaptés aux environnements stationnaires comme les laboratoires ou les tunnels. Néanmoins, leur emploi reste limité dans les environnements dynamiques, car le balayage fréquentiel nécessite un temps relativement long. De plus, la portée de mesure dépend des pertes dans les câbles, même si l'intégration de liaisons optiques modernes permet aujourd'hui d'atténuer cette contrainte.

5.4 Détail de l'Environnement de Mesure et Configuration expérimentale

Pour valider l'efficacité du système proposé dans un environnement réel, une série de mesures expérimentales a été réalisée dans une mine souterraine située dans la ville de l'Or, à Val-d'Or, au Québec (Canada). Cet environnement minier constitue un site idéal pour tester les performances du système dans des conditions représentatives des applications industrielles souterraines [21].

Une galerie souterraine à 91 m de profondeur a été exploitée pour réaliser des mesures de propagation. Cette galerie présente une pente descendante d'environ 20 % sur 50 m servant de

tunnel de liaison entre une salle de refuge et un niveau inférieur. Au-delà de ce point, le tunnel s'étend horizontalement sur 150 mètres avec plusieurs courbes tout au long du parcours. La galerie est constituée d'un tunnel au plafond en arc d'une largeur moyenne de 3,8 m et d'une hauteur moyenne de 2,8 m. Les murs sont très rugueux et comportent des arêtes tranchantes. La température est d'environ 10º Celsius et Le taux d'humidité peut atteindre 100 % et. La galerie est équipée d'un système de boulonnage de toiture composé de tiges métalliques et de maillage de soutènement. La figure 5.1 montre le tracé en plan de la galerie minière.



Figure 5.1 Photographie de la mine réelle.

Le système d'antenne émettrice (composé de l'émetteur et de la station de base proposée) a été installé au centre de la galerie, à une hauteur de 1,7 mètre. Le système récepteur, quant à lui, se compose d'une antenne de terminal (handset) connectée à un récepteur, montée sur un trépied d'une hauteur de 1,6 m. L'antenne utilisée côté récepteur est celle développée dans l'étude [74] . La hauteur de 1,6 m a été choisie de manière logique, en se basant sur la taille moyenne d'un utilisateur humain, afin de reproduire un scénario d'utilisation réaliste.

L'un des principaux inconvénients de cette configuration résidait dans l'atténuation importante des câbles RF, particulièrement aux fréquences millimétriques, limitant ainsi la portée et la

mobilité du système. Pour pallier cette contrainte, une liaison Radio sur fibre (RFoF) a été intégrée, reliant l'antenne Tx au VNA au moyen d'une fibre optique monomode. Grâce à la très faible atténuation de la fibre (≈1,5 dB/km), la portée du sondeur pouvait être étendue de quelques mètres à plusieurs centaines de mètres. Enfin, un amplificateur de 50 dB fut ajouté en amont de l'antenne émettrice afin de compenser les pertes introduites par la liaison RFoF.

La Figure 5.2 illustre le schéma détaillé de l'installation expérimentale, mettant en évidence la disposition du matériel et les connexions entre les différents composants du système [75].

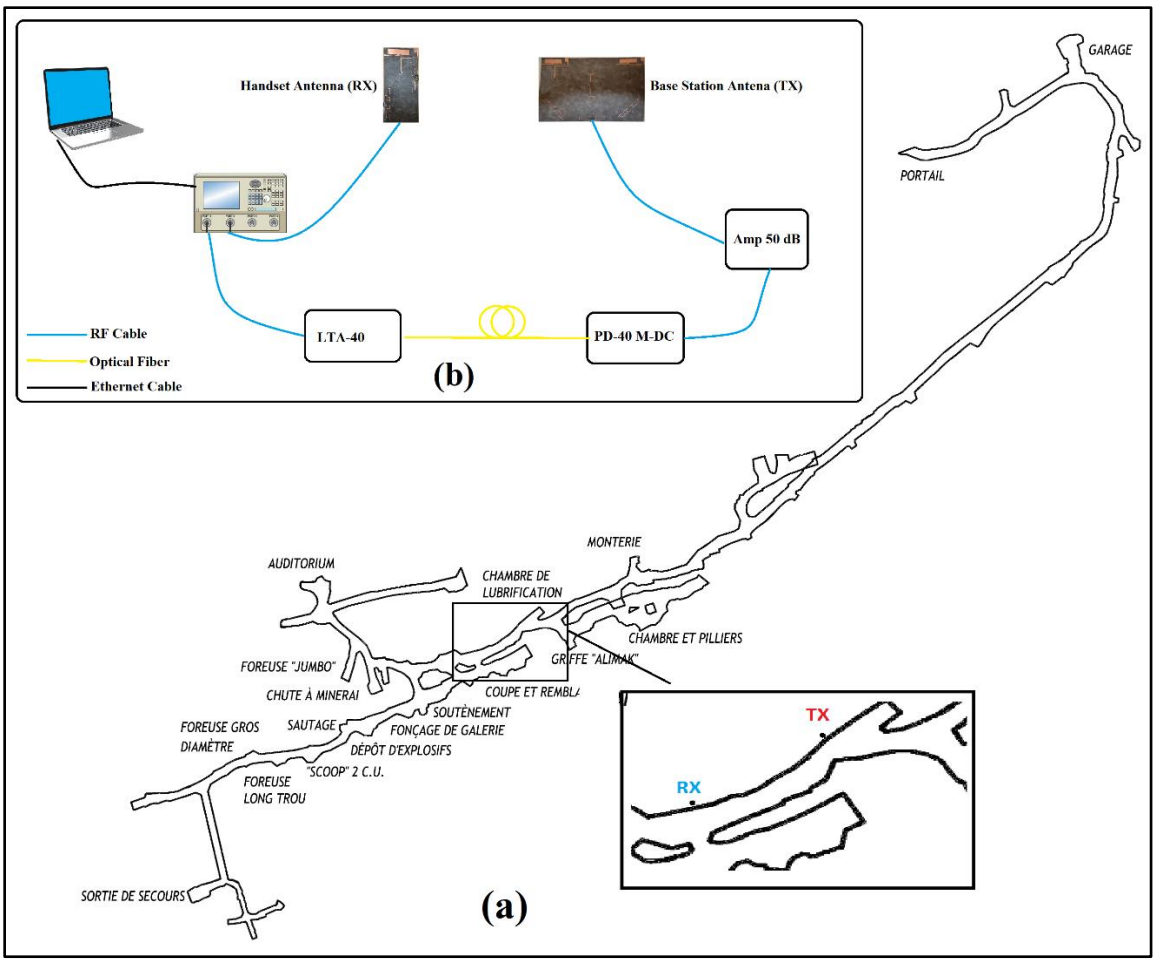


Figure 5.2 Schéma représentatif des galeries minières et du dispositif de sondage utilisé pour les mesures de propagation.

5.4.1 Analyseur de réseau vectoriel (VNA)

La caractérisation fréquentielle du canal repose sur la mesure du paramètre S21, représentant le coefficient de transmission entre l'émetteur et le récepteur. Au laboratoire LRTCS, les campagnes ont été réalisées avec un VNA Anritsu MS4647A (VectorStar), couvrant une bande de 10 MHz à 70 GHz avec une dynamique de 100 dB (figure 5.3). Cet équipement, largement utilisé pour les mesures stationnaires, permet un balayage fréquentiel de haute précision et peut, via des conversions internes, fournir également la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel.

Ses avantages résident dans sa large bande passante, sa simplicité de calibration et son accessibilité, mais il présente deux limites majeures :

- Nécessité d'un canal statique durant le balayage fréquentiel,
- Connexion câblée obligatoire entre Tx et Rx, réduisant ainsi la portée et accentuant les pertes aux fréquences millimétriques.

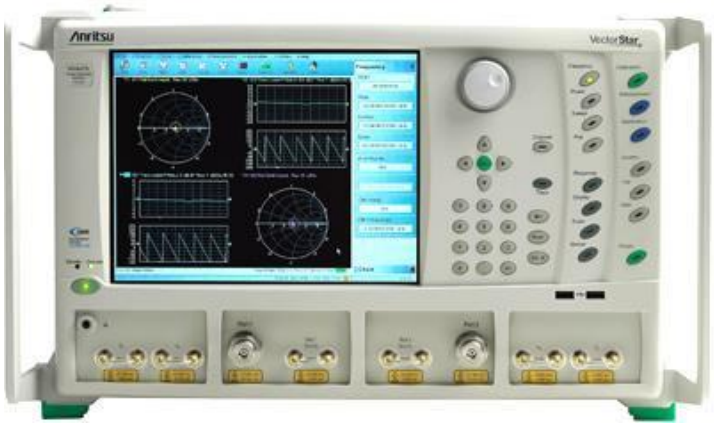


Figure 5. 3 Analyseur de réseaux ANRITSU MS4647A.

5.4.2 Câbles coaxiaux

Les câbles utilisés (série 086 KM Hand-Flex) assurent la transmission RF de DC à 40 GHz avec une faible perte d'insertion (≈3,9 dB à 40 GHz). Équipés de connecteurs 2,92 mm, ils garantissent compatibilité et fiabilité dans les systèmes RF professionnels (figure 5.4). Néanmoins, leur atténuation croissante avec la fréquence limite la portée des mesures à quelques mètres dans la gamme millimétrique.



Figure 5. 4 Câble coaxial.

5.4.3 Système radio sur fibre (RFoF)

Le système Optilab RFLL-40-L-3 (figure 5.5), constitué d'un émetteur LTA-40 et d'un récepteur PD-40-M-DC, a été utilisé pour mettre en place une liaison radio sur fibre (RFoF) et compenser les pertes importantes introduites par les câbles coaxiaux. Reliant l'antenne d'émission (Tx) au VNA par une fibre optique monomode, il offre une très faible atténuation (≈1,5 dB/km), ce qui permet d'étendre la portée des mesures de quelques mètres à plusieurs centaines de mètres, tout en maintenant la dynamique et la précision du système.



Figure 5. 5 Système Radio sur fibre.

5.4.4 Amplificateur RF

L'amplificateur Cernex CBL26405040 a été intégré en amont de l'antenne Tx (figure 5.6) afin de compenser les pertes introduites par la liaison RFoF. Conçu pour couvrir la bande de fréquences 26,5–40 GHz, il fournit un gain typique de 50 dB, assurant ainsi un niveau de puissance adéquat pour les transmissions. Cette configuration garantit que le signal émis conserve une amplitude suffisante pour les campagnes de mesure réalisées en environnement souterrain, où les conditions de propagation sont particulièrement contraignantes.

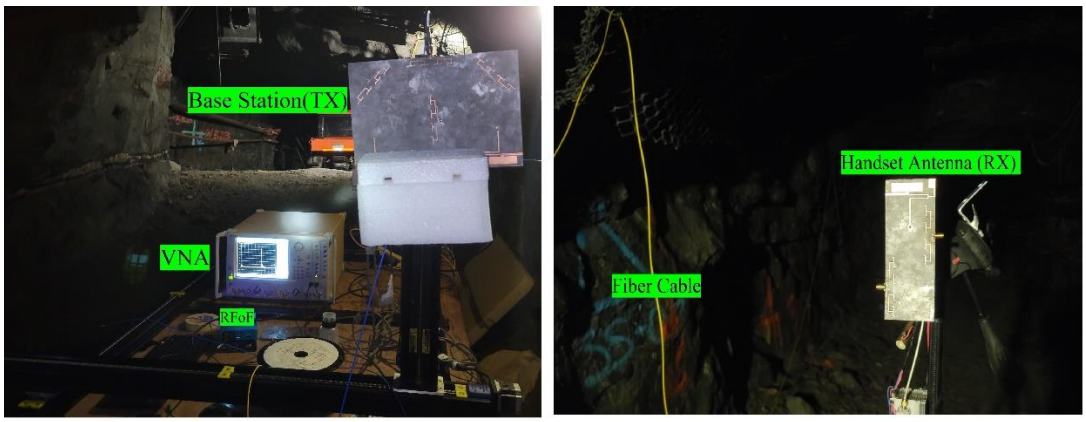


Figure 5. 6 Amplificateur RF

5.5 Procédure de mesure

Les mesures de la fonction de transfert du canal (CTF) ont été réalisées à l'aide du sondeur de canal sur un total de dix emplacements distincts prédéfinis le long de la galerie. Pour chaque position, la puissance reçue a été collectée afin de caractériser avec précision le comportement du canal. Les emplacements choisis couvrent des zones en visibilité directe (LOS) ainsi que des zones hors visibilité (NLOS) de la galerie de la mine, incluant à la fois des sections rectilignes et des

portions courbées du tunnel. Cette approche a permis d'obtenir une représentation complète et représentative des différents scénarios de propagation rencontrés en milieu souterrain. La Figure 5.7 illustre la disposition des points de mesure retenus et la diversité des configurations étudiées.



(a) **(b)**

Figure 5. 7 Configuration de mesure dans la mine : (a) antenne de la station de base (émetteur TX), (b) antenne du terminal mobile (récepteur RX)

L'étude s'est concentrée sur la caractérisation du canal de propagation pour deux gammes de fréquences distinctes : les bandes inférieures à 6 GHz (à 0,7 GHz et 3,5 GHz), ainsi que les bandes ondes millimétriques (à 28 GHz et 38 GHz). Ces bandes de fréquences ont été choisies pour représenter les technologies sans fil émergentes dans les environnements industriels souterrains, notamment pour les futures applications 5G.

Afin de compenser les pertes de propagation importantes dans l'environnement minier ainsi que les pertes supplémentaires introduites par le système RF over Fibre (RFoF), utilisé pour étendre la portée des mesures, un amplificateur de puissance de 50 dB a été intégré côté émetteur.

Par ailleurs, une calibration rigoureuse de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) a été réalisée, tenant compte de l'effet des câbles, des amplificateurs, ainsi que des lignes d'alimentation des antennes des deux côtés de la liaison (émission et réception). Cette étape est essentielle pour

garantir la précision et la fiabilité des résultats expérimentaux. Les paramètres détaillés de la configuration de mesure sont synthétisés dans le Tableau 5.1.

VNA	Anritsu MS4647A
Gain de l'amplificateur de puissance	50 dB
Hauteur de l'émetteur (TX)	1.7 m
Hauteur du récepteur (RX)	1.6 m
Niveau de la galerie	91 m
Fréquences	(0.7/3.5) GHz, (28/38) GHz
Puissance d'émission	6 dBm
Point de balayage	1201

Table 5. 1 Paramètres du système de mesure

5.6 Analyse de la perte de trajet (Path Loss)

Dans la galerie de la mine, la propagation est généralement assimilée à une transmission de type guide d'ondes [77]. En conditions de visibilité directe (LOS), le signal se propage librement dans l'espace, . Toutefois, après avoir atteint une certaine distance critique, appelée distance de rupture (break point distance, BPD), une réduction de l'atténuation est souvent observée [78]. Ce phénomène s'explique par un changement dans le mode dominant de propagation, souvent associé à des réflexions successives sur les parois de la galerie.

Il est important de noter que cette réduction de l'atténuation peut également survenir en absence de visibilité directe (NLOS), en raison des effets de la propagation par trajets multiples (multipath), qui contribuent à renforcer le signal reçu par interférences constructives.

L’affaiblissement du trajet ou de propagation désigne la diminution de puissance du signal dans le canal de propagation et elle est utilisée pour déterminer les budgets de liaison en évaluant la perte de propagation entre l'émetteur et le récepteur. Par conséquent, les valeurs de l’affaiblissement du trajet dépendent de la fréquence plutôt que du gain d'antenne ou du niveau de puissance transmise. La perte en puissance peut être extraite de la fonction de transfert de canal mesurée (CTF) comme suit [86] :

$$PL = \frac{1}{N_f}\sum_{k=1}^{N_f}|H(f_k)|^2 \tag{5.1}$$

où N_f est le nombre de points d'échantillonnage.

Selon la calibration mentionnée dans le chapitre précédant, la CTF peut être exprimée comme suit :

$$H(f_k) = \frac{S_{21}(f_k)}{H_{sys}(f_k)} \tag{5.2}$$

Enfin, l’affaiblissement du trajet large bande peut être obtenue à l'aide de l'expression suivante :

$$PL(dB) = -10log_{10}\left(\frac{1}{N_f}\sum_{k=1}^{N_f}\left|\frac{S_{21}(f_k)}{H_{sys}(f_k)}\right|^2\right) \tag{5.3}$$

Afin d’illustrer les améliorations obtenues dans l’environnement souterrain de la mine, une analyse de la perte du trajet mesurée à différentes fréquences a été réalisée en utilisant les antennes proposées.

La Figure 5.8 présente les résultats expérimentaux de la perte de parcours en fonction de la distance séparant l’émetteur (Tx) et le récepteur (Rx) : La Figure 5.8(a) illustre les mesures effectuées dans les bandes inférieures à 6 GHz (0,7 GHz et 3,5 GHz), tandis que la Figure 5.8(b) montre les

résultats pour les bandes en ondes millimétriques (28 GHz et 38 GHz).Ces courbes permettent d'évaluer l'efficacité de la conception d'antenne proposée et sa capacité à limiter l'atténuation dans des environnements complexes comme les galeries souterraines [79].

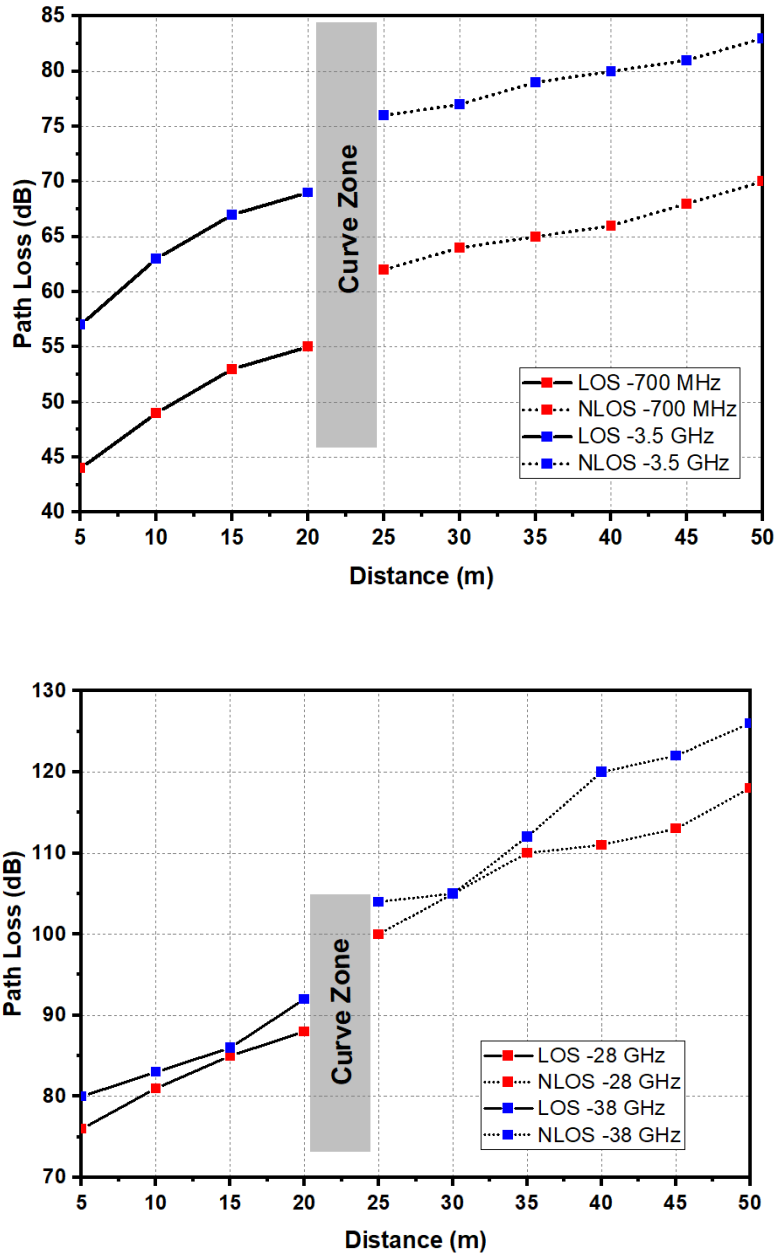


Figure 5. 8 Mesures de la perte de trajet à (a) 0,7 et 3,5 GHz, (b) 28 et 38 GHz.

Aux fréquences de 0,7 GHz et 3,5 GHz, l'atténuation mesurée est très proche de celle observée en espace libre, ce qui confirme que la propagation en champ proche suit globalement le modèle de l'espace libre [1]. Lors du passage de conditions de visibilité directe (LOS) à des conditions hors visibilité (NLOS), on observe une augmentation de l'atténuation d'environ 6 dB, en raison de l'obstruction des ondes électromagnétiques. Toutefois, cette augmentation reste relativement modérée, ce qui peut s'expliquer par l'effet de guide d'ondes produit par la galerie de la mine. Ce phénomène indique que l'antenne est capable de capter efficacement les composantes multitrajets du signal réfléchi [80].

Dans les bandes millimétriques, les mesures de perte de parcours dans les segments en LOS restent comparables aux valeurs théoriques en espace libre. Cependant, dès que le signal doit traverser une section NLOS, l'atténuation devient plus importante, en raison de la forte sensibilité des ondes millimétriques aux pertes, notamment après plusieurs réflexions et diffractions sur les parois irrégulières de la mine.

Il est toutefois important de souligner que le signal a pu être reçu avec succès jusqu'à une distance de 50 mètres, malgré sa faible puissance, ce qui démontre l'efficacité de l'antenne de station de base proposée dans le système de communication. Cela indique que les ondes millimétriques sont bien adaptées aux communications à courte portée dans les mines, notamment lorsqu'une large bande passante et une visibilité directe sont disponibles.

En revanche, pour des distances plus longues, qu'il s'agisse de conditions LOS ou NLOS, les bandes inférieures à 6 GHz s'avèrent plus appropriées, car elles offrent une meilleure pénétration et une atténuation plus faible dans l'environnement souterrain.

Dans l'ensemble, ces résultats expérimentaux valident la robustesse et la performance du système d'antenne proposé, démontrant sa faisabilité pour les communications dans un environnement réel de mine souterraine.

5.7 Dispersion temporelle et largeur de bande de cohérence

La dispersion temporelle d'un signal transmis, résultant de la propagation par trajets multiples et des caractéristiques spécifiques de l'environnement souterrain, a un impact significatif sur les performances des systèmes de communication radio. Les chercheurs exploitent ces informations de dispersion temporelle pour évaluer et optimiser la conception des systèmes radio, les techniques de modulation, ainsi que les schémas de codage de canal [5]. Cette dépendance à la dispersion est fortement influencée par la présence de signaux multiples, amplifiée dans les milieux souterrains par la dominance d'un trajet principal associé à des réflexions multiples sur les parois. Les antennes MIMO permettent d'atténuer ces effets en réduisant les composantes multi-trajets grâce à des techniques telles que le formateur de faisceaux (beamforming), ce qui améliore considérablement la qualité de la liaison radio.

Pour analyser cette dispersion temporelle, des indicateurs clés comme le retard moyen excédentaire (*mean excess delay*) et la dispersion de délai (*delay spread*) sont utilisés. Ces mesures sont cruciales pour évaluer la performance du signal et varient en fonction de l'environnement physique et de la distance entre l'émetteur et le récepteur [75].

Dans le cadre de cette étude, afin d'analyser la relation entre ces paramètres dans un environnement souterrain, la dispersion quadratique moyenne du délai (*RMS delay spread*) est définie comme la

racine carrée du second moment du profil de puissance en fonction du temps de propagation (*Power Delay Profile, PDP*) :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k{}^2}{\sum_k P(\tau_k)} - \left(\frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}\right)^2} \tag{5.4}$$

où τ_k représente le k-ième temps de retard excédentaire, et $P(\tau_k)$ correspond à la valeur du profil de puissance en fonction du délai (*Power Delay Profile, PDP*) au temps τ_k.

	LOS		**NLOS**	
Frequence	**Distance (m)**	τ_{RMS} **(ms)**	**Distance(m)**	τ_{RMS}**(ms)**
700 MHz	**5**	**5**	**30**	**2.5**
	10	**4**	**40**	**6**
	20	**4.5**	**50**	**5**
3.5 GHz	**5**	**7**	**30**	**4**
	10	**6.5**	**40**	**3**
	20	**4.5**	**50**	**5**
28 GHz	**5**	**3**	**30**	**3**
	10	**4**	**40**	**2.5**
	20	**2**	**50**	**4**
38 GHz	**5**	**4**	**30**	**2**
	10	**4.5**	**40**	**4**
	20	**2.5**	**50**	**3**

Table 5. 2 Écart-type du délai (RMS Delay Spread)

Les valeurs paramétriques mesurées pour le modèle sont présentées dans le Tableau II. Dans l'environnement souterrain, l'onde subit de multiples réflexions avant d'atteindre le récepteur, ce qui allonge la distance totale parcourue par les différents trajets de propagation et entraîne, par conséquent, une augmentation de la dispersion temporelle (*delay spread*). Les valeurs observées de la dispersion du délai dans la bande ondes millimétriques sont inférieures à celles mesurées

dans les bandes inférieures à 6 GHz. Cette différence peut s'expliquer par la longueur d'onde : aux fréquences plus basses, le phénomène de multipath est plus important, alors qu'aux fréquences plus élevées, les pertes de propagation sont plus sévères, notamment à cause des longueurs d'onde plus courtes, qui limitent les réflexions secondaires. Par conséquent, on peut conclure que la bande de fréquence utilisée a un impact majeur sur la dispersion temporelle du signal.

Il est également intéressant de noter qu'il n'existe pas de relation claire entre la distance de propagation et la valeur quadratique moyenne du retard (RMS delay spread). Ce comportement peut être attribué à l'effet de guide d'ondes observé à l'intérieur de la galerie. En raison de cet effet, les signaux empruntent plusieurs trajets de longueurs similaires, générés par des réflexions successives sur les parois de la galerie, ce qui rend la dispersion du délai relativement indépendante de la distance absolue entre l'émetteur et le récepteur.

En complément, la bande de cohérence (Bc) représente l'intervalle de fréquences sur lequel le canal peut être considéré comme plat, c'est-à-dire que la réponse en fréquence du canal reste relativement constante. Cela signifie que dans cette bande, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent une atténuation similaire, sans distorsion sélective en fréquence.

Bien qu'elle soit généralement estimée à partir de la dispersion quadratique moyenne du délai (RMS delay spread), une approximation largement utilisée pour la bande de cohérence à 50 % (c'est-à-dire avec une corrélation de 0,5 dans la fonction d'autocorrélation de la réponse fréquentielle) est donnée par la relation suivante :

$$B_{coh,0.5} = \frac{1}{5*\tau_{rms}} \tag{5.5}$$

Cette expression met en évidence le fait que des valeurs plus faibles de la dispersion quadratique moyenne du délai $\tau_{(RMS)}$ entraînent des bandes de cohérence plus larges, ce qui rend le canal plus adapté à la transmission de données à haut débit sur de larges bandes de fréquence. En comparant les différentes bandes de fréquences, l'analyse de la fonction de répartition cumulée (CDF) de la bande de cohérence montre peu de variation entre les bandes de 700 MHz et 3,5 GHz. En effet, pour 50 % des emplacements testés, la bande de cohérence atteint environ 25 MHz dans ces deux bandes.

En revanche, pour les bandes millimétriques à 28 GHz et 38 GHz, la bande de cohérence augmente significativement, atteignant environ 55 MHz pour 50 % des emplacements. Ce résultat souligne le potentiel des ondes millimétriques pour soutenir des débits de données plus élevés, grâce à une bande de cohérence plus large, malgré leur sensibilité accrue aux défis de la propagation, tels que l'atténuation, les diffractions limitées et les blocages de signal.

5.8 Évaluation de la capacité du canal à partir de la réponse en fréquence mesurée

La capacité est une mesure fondamentale pour l'évaluation des canaux de propagation sans fil, représentant le taux maximum auquel l'information peut être transmise sans erreur. L'une des perspectives des systèmes MIMO est la relation entre la corrélation spatiale du récepteur et la capacité de débit total

Dans la configuration proposée, une seule antenne a bande inférieure à 6 GHz est installée sur le terminal utilisateur (handset), tandis que la station de base est équipée de plusieurs antennes inférieures à 6 GHz. Cette disposition correspond à une architecture de communication de type

SIMO (Single Input Multiple Output), dans laquelle l'antenne émettrice unique du terminal interagit avec plusieurs antennes réceptrices situées à la station de base, dans le but d'améliorer les performances du système.

L'objectif est d'évaluer le comportement de la capacité du canal dans des conditions de visibilité directe (LOS) et hors visibilité (NLOS).

Pour ce faire, le canal de communication est segmenté en sous-canaux, chacun ayant une bande passante de 2 MHz. Il est supposé que chacun de ces sous-canaux présente un comportement de type fading plat (flat fading) [2], ce qui signifie que la réponse fréquentielle reste constante à l'intérieur de chaque bande étroite.

La capacité du canal en fonction de la distance est alors calculée selon l'expression suivante :

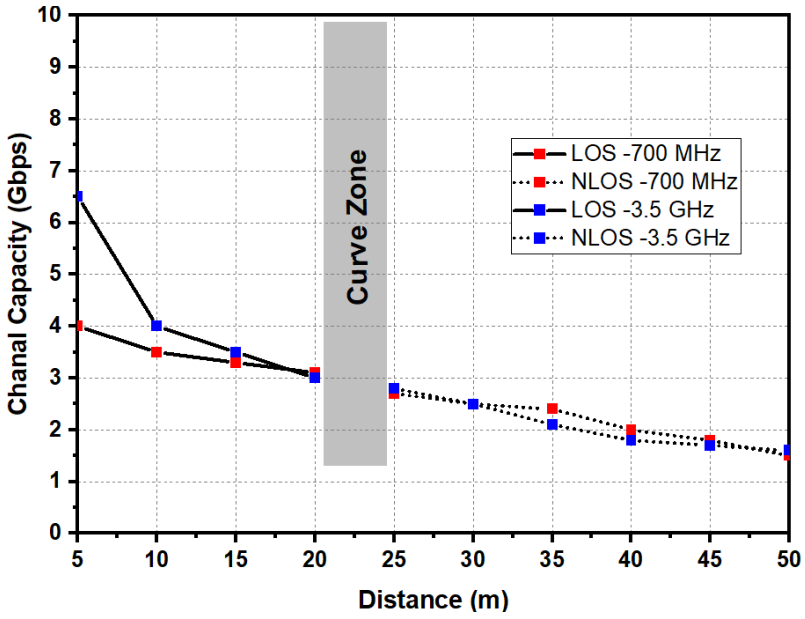
$$C_m = \sum_{i=1}^{N} \Delta f \times log_2\left[1 + \rho_{R,i}\right] \qquad (5.6)$$

où $\rho_{R,i} = |H\ (f_i, d)|^2\ \rho_T$ représente le rapport signal sur bruit (SNR) au niveau du récepteur pour le i^{th} sous-canal à une distance *d*, et ρ_T désigne le SNR à la distance de référence d_0.

Les capacités de canal mesurées pour les conditions LOS et NLOS aux fréquences 0,7 GHz et 3,5 GHz sont présentées dans la Figure 5.9(a). D'un autre côté, pour les bandes millimétriques, le terminal (handset) et la station de base sont respectivement équipés de deux et quatre antennes millimétrique, ce qui constitue une configuration MIMO (Multiple Input Multiple Output). Cette architecture tire parti de la présence d'antennes multiples des deux côtés de la liaison pour

améliorer les performances du système, notamment en matière de capacité, de robustesse au fading, et de débit global.

L'étude vise à évaluer cette configuration MIMO en conditions de visibilité directe (LOS) et hors visibilité (NLOS). Les capacités de canal mesurées pour les fréquences 28 GHz et 38 GHz, en situations LOS et NLOS, sont présentées dans la Figure 5.9(b).



(a)

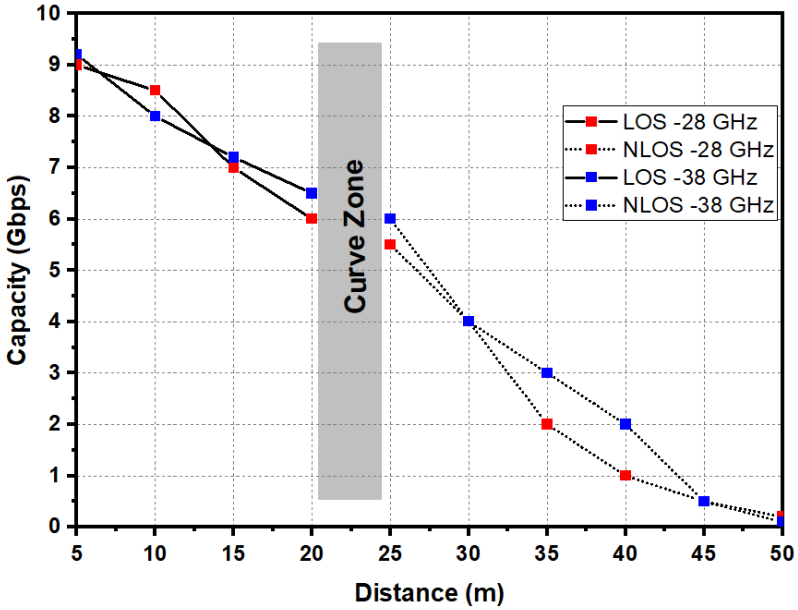


Figure 5. 9 Capacité du canal à (a) 0,7 et 3,5 GHz, (b) 28 et 38 GHz.

Les résultats obtenus confirment que les canaux en ondes millimétriques (28/38 GHz) offrent une bande passante plus large que les bandes inférieures à 6 GHz, ce qui se traduit par davantage de ressources spectrales et une capacité de canal plus élevée. De plus, le système millimétrique proposé exploite des antennes directionnelles ainsi que la technique MIMO, dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale. Cette combinaison permet de tirer pleinement parti des caractéristiques des hautes fréquences, malgré leurs contraintes [75].

En revanche, les bandes inférieures à 6 GHz offrent une portée plus étendue et une meilleure capacité de pénétration à travers les obstacles, mais leur capacité reste plus limitée en comparaison avec les bandes millimétriques. En résumé, bien que les systèmes millimétriques présentent une portée relativement restreinte, ils sont particulièrement recommandés pour les environnements souterrains, tels que les mines, où des communications à large bande passante et des transmissions directionnelles sont nécessaires.

5.9 Conclusion

Ce chapitre présente une analyse détaillée des résultats expérimentaux obtenus lors d'une vaste campagne de mesures réalisée dans une mine d'or souterraine. L'étude met l'accent sur l'application pratique d'un système d'antennes conçu spécifiquement pour répondre aux contraintes de ce type d'environnement. Cette phase expérimentale comprend à la fois des essais en conditions réelles et une évaluation systématique des performances de l'antenne, afin de vérifier son efficacité et sa capacité à assurer des communications fiables en milieu souterrain.

Plusieurs paramètres de propagation ont été mesurés et analysés, dont l'atténuation de parcours, la dispersion temporelle, la largeur de bande de cohérence et la capacité de canal. Les campagnes de mesures ont été réalisées aussi bien dans les bandes inférieures à 6 GHz que dans les bandes millimétriques, et ce en conditions de visibilité directe (LOS) et de non-visibilité (NLOS). Les résultats obtenus montrent que la transmission et la réception du signal restent fiables pour des distances allant jusqu'à 50 mètres, ce qui confirme la faisabilité de communications robustes en environnement souterrain. L'étude souligne également que les ondes millimétriques se révèlent particulièrement adaptées aux communications à courte portée, dans les situations où une large bande passante est disponible et où une visibilité directe (LOS) est assurée. Ces fréquences offrent des débits élevés et une efficacité spectrale améliorée, mais leur propagation reste limitée par une atténuation importante et une forte sensibilité aux obstacles. À l'inverse, les bandes inférieures à 6 GHz apparaissent mieux adaptées aux communications longue distance, aussi bien en LOS qu'en NLOS, en raison de leur capacité de pénétration accrue et de leur couverture plus étendue. Elles constituent ainsi une solution robuste pour garantir la fiabilité des transmissions dans des environnements complexes tels que les galeries souterraines.

Chapitre 6 Conclusion générale

Ce travail doctoral s'inscrit dans le cadre du développement des communications sans fil de cinquième génération (5G), caractérisées par des exigences élevées en termes de débits, de latence et de fiabilité, en particulier dans des environnements complexes tels que les milieux souterrains. L'objectif principal de ce travail de recherche était de concevoir, développer et valider un système d'antennes compact et multibande, capable de fonctionner simultanément dans les bandes inférieures à 6 GHz et dans les bandes millimétriques, tout en répondant aux contraintes de miniaturisation, de performance électromagnétique et de déploiement pratique.

Dans un premier temps, une architecture innovante a été proposée pour les terminaux mobiles, intégrant dans un même volume imprimé un système d'antennes combinant deux réseaux dédiés aux ondes millimétriques et une antenne pour les bandes inférieures à 6 GHz. Cette intégration compacte favorise la miniaturisation et optimise l'utilisation de l'espace, tout en assurant une couverture spectrale étendue. Les performances obtenues démontrent des gains moyens de 10,5 dBi pour les bandes millimétriques et de 4,6 dBi pour les fréquences sub-6 GHz. Cette solution combine ainsi efficacité spectrale, directivité accrue et compacité, répondant aux besoins des futurs terminaux 5G.

Dans un second volet, une architecture innovante de station de base a été conçue et réalisée sur un circuit imprimé unique et compact. La structure comprend deux antennes pour les basses fréquences et quatre réseaux à gain élevé pour les bandes millimétriques. Les simulations et mesures expérimentales ont mis en évidence une bande passante élargie ainsi qu'une couverture quasi omnidirectionnelle avoisinant 360°. L'architecture satisfait également aux exigences des

systèmes MIMO, en assurant une isolation inter-port élevée et un faible coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC), confirmant son efficacité en termes de diversité spatiale et de fiabilité des liaisons radio.

Le système développé a été soumis à une évaluation expérimentale dans un environnement minier souterrain, considéré comme l'un des plus contraignants pour la propagation des ondes électromagnétiques. Des campagnes de mesures approfondies ont été menées afin d'analyser plusieurs paramètres fondamentaux, parmi lesquels la perte de parcours, la dispersion temporelle, la largeur de bande de cohérence et la capacité de canal, aussi bien en conditions de visibilité directe (LOS) qu'en conditions de non-visibilité (NLOS). Les résultats obtenus mettent en évidence la complémentarité des différentes bandes étudiées : les fréquences millimétriques se révèlent particulièrement adaptées aux communications de courte portée lorsque de larges bandes passantes sont nécessaires, tandis que les fréquences inférieures à 6 GHz assurent une meilleure résilience face aux obstacles et une portée accrue, en particulier dans les scénarios NLOS. Ces constats confirment l'importance d'approches hybrides et multibandes pour garantir des communications fiables et performantes dans des environnements confinés tels que les galeries souterraines.

L'apport majeur de cette thèse réside d'abord dans la conception et la validation d'une architecture multibande innovante, compacte et à faible coût, compatible avec les procédés industriels standards, qui constitue une avancée significative en matière de conception d'antennes pour les systèmes de communication de nouvelle génération. Elle contribue également à enrichir la compréhension des phénomènes de propagation conjoints dans les bandes sub-6 GHz et millimétriques en milieu souterrain, ouvrant ainsi la voie à des modèles de propagation plus précis et à l'optimisation des réseaux 5G dans les mines intelligentes. En résumé, ce travail démontre que

la conception d'antennes multibandes compactes, associée à une validation expérimentale rigoureuse en conditions réelles, représente une étape essentielle pour le déploiement effectif de la 5G dans les environnements souterrains complexes, et constitue une contribution scientifique significative tout en offrant des retombées concrètes pour l'industrie minière et, plus largement, pour les futurs réseaux sans fil déployés dans des environnements confinés.

6.1 Perspectives et travaux futurs

Les résultats obtenus dans le cadre de cette thèse ouvrent de nombreuses perspectives de recherche et de développement, tant sur le plan théorique que pratique. À court terme, l'optimisation des réseaux d'antennes pourra s'orienter vers une intégration avec des technologies avancées de beamforming adaptatif et de reconfigurabilité fréquentielle, afin d'améliorer la flexibilité et l'efficacité spectrale des systèmes. À moyen terme, l'association de ces antennes compactes avec des approches d'intelligence artificielle (IA) pour la gestion et l'optimisation dynamique des ressources radio apparaît comme une voie particulièrement prometteuse, en permettant une adaptation en temps réel aux conditions variables des environnements souterrains. Enfin, à plus long terme, l'extension et la généralisation des résultats de cette étude à d'autres environnements contraints, tels que les tunnels routiers, les infrastructures ferroviaires souterraines ou encore les sites industriels complexes, pourraient contribuer à la conception et au déploiement de réseaux 5G plus robustes et fiables, répondant aux besoins spécifiques de contextes critiques.

Liste des références

[1] Ericsson Mobility report, Ericsson, June 2015..

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

[3] Afif Osseiran, Jose F. Monserrat, Patrick Marsch, 5G Mobile and Wireless Communications Technology,Cambridge University Press,2016. .

[4] Seddiki, Mohamed Lamine, Saif Eddine Hadji, and Mourad Nedil. "A Triple-Band Antenna for Indoor 5G Applications." 2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI). IEEE, 2022..

[5] S. E. Hadji, M. Nedil, M. L. Seddiki and I. Ben Mabrouk, "Massive MIMO Channel Delay Spread Characteristics in Underground Mine Environment at 3.5 GHz," 2022 IEEEAP-S/URSI, Denver, CO, USA, 2022, pp. 313-314..

[6] H. Kunsei, K. S. Bialkowski, M. S. Alam and A. M. Abbosh, "Improved Communications in Underground Mines Using Reconfigurable Antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 12, pp. 7505-7510, Dec. 2018..

[7] Cyril Buey. Design and measurement of multi-antenna systems toward future 5G technologies. Electronics. COMUE Université Côte d'Azur (2015 - 2019), 2018..

[8] Francesco Foglia Manzillo. Wideband and flat multibeam antenna solutions for ultrafast communications in millimeter band. Networking and Internet Architecture [cs.NI]. Université de Rennes, 2017. English..

[9] Hao Jiang , Guan Gui ,Channel Modeling in 5G Wireless Communication Systems,springer,2020..

[10] M. El Khaled, P. Fortier and M. L. Ammari, "A Performance Study of Line-of-Sight Millimeter-Wave Underground Mine Channel," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, pp. 1148-1151, 2014. .

[11] N. Hakem, G. Delisle and Y. Coulibaly, "Radio-wave propagation into an underground mine environment at 2.4 GHz, 5.8 GHz and 60 GHz," The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 2014, pp. 3592-3595..

[12] Tan Moh Chuan ,Design of Antenna Array and Data Streaming Platform for Low-Cost Smart Antenna Systems,PhD thesis, University of Glasgow ,2021 .

[13] Adrian W. Graham, Nicholas C. Kirkman and Peter M. Paul,Mobile Radio Network Design in the VHF and UHF Bands,wiley,2007..

[14] Sajal Kumar Das ,Mobile Handset Design,wiley,2010..

[15] Zhi Ning Chen, Antennas for Portable Devices,wiley,2007..

[16] Alieldin, Ahmed (2019) Smart Base Station Antennas for MIMO and 5G Mobile Communications. PhD thesis, University of Liverpool..

[17] Lamia Sadaoui. Conception de systèmes antennaires MIMO multi-standards LTE pour les nœuds relais. Electronique. COMUE Université Côte d'Azur (2015 - 2019), 2018..

[18] Ikram, Muhammad (2021). Multi-Functional Antenna Structures for 4G/5G Wireless Communication Devices. PhD Thesis, School of Information Technology and Electrical Engineering, The University of Queensland.https://doi.org/10.14264/86636bd.

[19] Hala Alzein. Développements de nouvelles architectures d'antennes reconfigurables pour les applications de télécommunications de 5ème génération. Electronique. Université de Limoges, 2020. Français. .

[20] Assane Ngom. Conception de petits réseaux d'antennes reconfigurables ou "Small Cells" pour le standard 5G. Electronique. COMUE Université Côte d'Azur,2019.

[21] S. E. Hadji, M. Nedil, M. L. Seddiki and I. B. Mabrouk, "Millimeter-Wave Massive MU-MIMO Performance Analysis for Private Underground Mine Communications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 72, no. 2, pp. 1792-1803, Feb. 2024..

[22] T. A. Milligan, Modern antenna design, 2. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2005..

[23] Igor Minin,Microwave and Millimeter Wave Technologies from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications,intechopen, 2010..

[24] Dr Duixian Liu, Mr Brian Gaucher, Dr Ulrich Pfeiffer, Dr Janusz Grzyb, Advanced Millimeter-wave Technologies Antennas, Packaging and Circuits.wiley,2009..

[25] C. A. Balanis, "Microstrip and mobile communications antennas," in Antenna theory analysis and design, 4th ed., Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2016. .

[26] J. Malik, A. Patnaik, and M. Kartikeyan, Compact Antennas for High Data Rate Communication.Springer, 2018..

[27] Lei Zhang,Guodong Zhao,Muhammad Ali Imran,Internet of Things and Sensors Networks in 5G Wireless Communications,mdpi,2020..

[28] M. Lamine Seddiki, S. Eddine Hadji and M. Nedil, "A Triple-Band Antenna for Indoor 5G Applications," 2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation , pp. 1816-1817, doi: 10.1109/AP-S/USNC-URSI47032.2022.9886638..

[29] D. M. Pozar, Microwave engineering. John Wiley & Sons, 2012..

[30] A. Diallo, « Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO », PhD Thesis, Université Nice .

[31] M. Ikram, N. Nguyen-Trong and A. M. Abbosh, "Realization of a Tapered Slot Array as Both Decoupling and Radiating Structure for 4G/5G Wireless Devices," in IEEE Access, vol. 7, pp. 159112-159118, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2950660..

[32] W. ALAN DAVIS, “Microstrip Transmission Line” in Radio Frequency Circuit Design, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2010..

[33] Constantine A Balanis. Antenna theory : analysis and design. John Wiley & Sons, 2016.

[34] Malfajani, Reza Shamsaee, Farhad Bin Ashraf, and Mohammad S. Sharawi. "A 5G Enabled Shared-Aperture, Dual-Band, In-Rim Antenna System for Wireless Handsets." IEEE Open Journal of Antennas and Propagation 3 (2022): 1013-1024..

[35] A. F. Molisch, “Wireless Communications”, 2nd ed., John Wiley & Sons, Oxford, 2011..

[36] M. Ikram, N. Nguyen-Trong and A. M. Abbosh, "Common-Aperture Inférieures à 6 GHz and Millimeter-Wave 5G Antenna System," in IEEE Access, vol. 8, pp. 199415-199423, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3034887..

[37] M. Ikram, E. A. Abbas, N. Nguyen-Trong, K. H. Sayidmarie and A. Abbosh, "Integrated Frequency-Reconfigurable Slot Antenna and Connected Slot Antenna Array for 4G and 5G Mobile Handsets," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no.

[38] Z. N. Chen, “Antennas for portable devices”, John Wiley & Sons, 2007.

[39] J. Lan, Z. Yu, J. Zhou and W. Hong, "An Aperture-Sharing Array for (3.5, 28) GHz Terminals With Steerable Beam in Millimeter-Wave Band," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 5, pp. 4114-4119, May 2020, doi: 10.1109/TAP.2019..

[40] J. Kurvinen, H. Kähkönen, A. Lehtovuori, J. Ala-Laurinaho and V. Viikari, "Co-Designed mm-Wave and LTE Handset Antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 3, pp. 1545-1553, March 2019, doi: 10.1109/TAP.2018.2888823..

[41] C. Di Paola, S. Zhang, K. Zhao, Z. Ying, T. Bolin and G. F. Pedersen, "Wideband Beam-Switchable 28 GHz Quasi-Yagi Array for Mobile Devices," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 11, pp. 6870-6882, Nov. 2019, doi: 10.1109/TAP..

[42] Wang, Yan, and Feng Xu. "Shared-Aperture 4G LTE and 5G mm-wave Antenna in Mobile Phones with Enhanced mm-wave Radiation in the Display Direction." IEEE Transactions on Antennas and Propagation (2023)..

[43] Y. Wang and F. Xu, "Shared Aperture 4G LTE and 5G mm-Wave Antenna in Mobile Phones With Enhanced mm-Wave Radiation in the Display Direction," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 71, no. 6, pp. 4772-4782, June 2023..

[44] Ko, M., Lee, H. and Choi, J. (2020), Planar LTE/sub-6 GHz 5G MIMO antenna integrated with mmWave 5G beamforming phased array antennas for V2X applications. IET Microw. Antennas Propag., 14: 1283-1295. https://doi.org/10.1049/iet-map.2019.0849.

[45] J. Kurvinen, H. Kähkönen, A. Lehtovuori, J. Ala-Laurinaho and V. Viikari, "Co-Designed mm-Wave and LTE Handset Antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 3, pp. 1545-1553, March 2019, doi: 10.1109/TAP.2018.2888823..

[46] M. L. Seddiki and M. Nedil, "High Gain 6X6 Patch Phased Array Antenna For Millimeter-wave 5G Applications at 28 Ghz," 2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation , pp. 1405-1406, doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9704710..

[47] Syrytsin, S. Zhang, G. F. Pedersen and A. S. Morris, "Compact Quad-Mode Planar Phased Array With Wideband for 5G Mobile Terminals," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 9, pp. 4648-4657, Sept. 2018..

[48] M. L. Seddiki, M. Nedil, S. Tebache and S. E. Hadji, "Compact Multiband Handset Antenna Design for Covering 5G Frequency Bands," in IEEE Access, vol. 12, pp. 20822-20829, 2024..

[49] C. Di Paola, S. Zhang, K. Zhao, Z. Ying, T. Bolin and G. F. Pedersen, "Wideband Beam-Switchable 28 GHz Quasi-Yagi Array for Mobile Devices," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, no. 11, pp. 6870-6882, Nov. 2019, doi: 10.1109/T.

[50] I. Syrytsin, S. Zhang, G. F. Pedersen and A. S. Morris, "Compact Quad-Mode Planar Phased Array With Wideband for 5G Mobile Terminals," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 9, pp. 4648-4657, Sept. 2018, doi: 10.1109/TAP.201.

[51] M. Zada, I. A. Shah and H. Yoo, "Integration of Sub-6-GHz and mm-Wave Bands With a Large Frequency Ratio for Future 5G MIMO Applications," in IEEE Access, vol. 9, pp. 11241-11251, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3051066..

[52] M. Ikram, N. Nguyen-Trong and A. M. Abbosh, "Common-Aperture Sub-6 GHz and Millimeter-Wave 5G Antenna System," in IEEE Access, vol. 8, pp. 199415-199423, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3034887..

[53] M. Ikram, N. Nguyen-Trong and A. M. Abbosh, "Realization of a Tapered Slot Array as Both Decoupling and Radiating Structure for 4G/5G Wireless Devices," in IEEE Access, vol. 7, pp. 159112-159118, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2950660..

[54] J. Zeng and K. Luk, "Wideband Millimeter-Wave End-Fire Magnetoelectric Dipole Antenna With Microstrip-Line Feed," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 4, pp. 2658-2665, April 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2957089..

[55] K. Zhao, Z. Ying, and S. He, “EMF exposure study concerning mmWave phased array in mobile devices for 5G communication,’’ IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 15, pp. 1132–1135, 2016..

[56] Y. Liu, Y. Li, L. Ge, J. Wang and B. Ai, "A Compact Hepta-Band Mode-Composite Antenna for Sub (6, 28, and 38) GHz Applications," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 4, pp. 2593-2602, April 2020..

[57] W. Wang et al., "Compact Quad-Element Vertically-Polarized High-Isolation Wideband MIMO Antenna for Vehicular Base Station," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 9, pp. 10000-10008, Sept. 2020..

[58] M. L. Seddiki, S. Hadji and M. Nedil, "Sub-6 Ghz Rotman Lens for Underground Mines Using Machine Learning," 2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation , pp. 1155-1156, doi: 10.1109/USNC-URSI52151.2023.

[59] Guidelines for Limiting Exposure to Electromagnetic Fields (100 kHz to 300 GHz). Health Physics 118(5), pp. 483-524, May 2020. | DOI: 10.1097/HP.0000000000001210.

[60] Zeng and K. Luk, "Wideband Millimeter-Wave End-Fire Magnetoelectric Dipole Antenna With Microstrip-Line Feed," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 4, pp. 2658-2665, April 2020..

[61] Y. Zhu, Y. Chen and S. Yang, "Integration of 5G Rectangular MIMO Antenna Array and GSM Antenna for Dual-Band Base Station Applications," in IEEE Access, vol. 8, pp. 63175-63187, 2020..

[62] Jiang and Q. -X. Chu, "Dual-Band Shared-Aperture Base Station Antenna Array Based on 3-D Chokes," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 22, no. 4, pp. 824-828, April 2023..

[63] Ko, M., Lee, H. and Choi, J. (2020), Planar LTE/sub-6 GHz 5G MIMO antenna integrated with mmWave 5G beamforming phased array antennas for V2X applications. IET Microw. Antennas Propag., 14: 1283-1295. https://doi.org/10.1049/iet-map.2019.0849.

[64] Q. Hua, Y. Huang, A. Alieldin, C. Song, T. Jia and X. Zhu, "A Dual-Band Dual-Polarized Base Station Antenna Using a Novel Feeding Structure for 5G Communications," in IEEE Access, vol. 8, pp. 63710-63717, 2020..

[65] W. Wang et al., "Compact Quad-Element Vertically-Polarized High-Isolation Wideband MIMO Antenna for Vehicular Base Station," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 9, pp. 10000-10008, Sept. 2020..

[66] B. Han, Q. Wu, C. Yu, H. Wang, X. Gao and N. Ma, "Ultra compact Dual-Polarized Cross-Dipole Antenna for a 5G Base Station Array With a Low Wind Load," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 70, no. 10, pp. 9315-9325, Oct. 2022, doi:.

[67] T. H. Brandão and A. Cerqueira S., "Triband Antenna Array for FR1/FR2 5G NR Base Stations," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 22, no. 4, pp. 764-768, April 2023, doi: 10.1109/LAWP.2022.3224827.

[68] S. Q. Wali, A. Sali, J. K. Allami and A. F. Osman, "RF-EMF Exposure Measurement for 5G Over Mm-Wave Base Station With MIMO Antenna," in IEEE Access, vol. 10, pp. 9048-9058, 2022..

[69] Y. He, W. Huang, Z. He, L. Zhang, X. Gao and Z. Zeng, "A Novel Cross-Band Decoupled Shared-Aperture Base Station Antenna Array Unit for 5G Mobile Communications," in IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, vol. 3, pp. 583-593, 2022 ..

[70] B. Han, Q. Wu, C. Yu, H. Wang, X. Gao and N. Ma, "Ultracompact Dual-Polarized Cross-Dipole Antenna for a 5G Base Station Array With a Low Wind Load," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 70, no. 10, pp. 9315-9325, Oct. 2022, doi: 10.1109.

[71] S. Wen, Y. Xu and Y. Dong, "Low-Profile Wideband Omnidirectional Antenna for 4G/5G Indoor Base Station Application Based on Multiple Resonances," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 20, no. 4, pp. 488-492, April 2021..

[72] Z. Wang, Y. Dong, Z. Peng and W. Hong, "Hybrid Metasurface, Dielectric Resonator, Low-Cost, Wide-Angle Beam-Scanning Antenna for 5G Base Station Application," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 70, no. 9, pp. 7646-7658, Sept. 20.

[73] H. Kunsei, K. S. Bialkowski, M. S. Alam and A. M. Abbosh, "Improved Communications in Underground Mines Using Reconfigurable Antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 12, pp. 7505-7510, Dec. 2018.

[74] M. L. Seddiki, M. Nedil, S. Tebache and S. E. Hadji, "Advanced Compact 5G MIMO Base Station for Sub-6 GHz and Millimeter Wave Frequencies: Practical Implementation in Underground Mines," in IEEE Access, vol. 13, pp. 106311-106321, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.

[75] S. E. Hadji and M. Nedil, "Machine Learning-Based Underground Mine Path Loss Prediction Using mm-Wave Massive MIMO Measurements," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation.doi: 10.1109/TAP.2025.3595952.

Annex

Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 96, 1–6, 2021

An Independently Reconfigurable Upper and Lower Band Edge of Yagi Uda Antenna

Mohamed L. Seddiki[1, *], Mourad Nedil[1], Saifeddine Hadji[1], and Farid Ghanem[2]

Abstract—In this letter, a novel design of independently reconfigurable upper and lower bands of a Yagi-Uda antenna is presented. The reconfiguration approach used in this antenna is based on keeping either the upper or lower band edge fixed with gradually increasing the bandwidth to the lower or upper ones. In this system, PIN diodes are used to control the length of the resonator and the slot-line of Yagi-Uda antenna to achieve upper and lower bandwidths limit reconfigurability. An antenna prototype was fabricated and tested in order to validate the design approach of the bandwidth reconfiguration. The proposed antenna has several different modes of operation with capability of tuning the fractional bandwidth (FBW) from 7% to 33% and 18% to 72% when using resonator and slot-line, respectively. This antenna can be a good candidate for cognitive radio applications that need adjusting the frequency bandwidth.

1. INTRODUCTION

Recently, with the advances in various wireless communication systems, the demand on using free space to send and receive data is increasing; however, the saturation of the spectrum capacity has become a concern [1–5]. Therefore, developing systems that operate at different frequencies with the ability to switch on the unoccupied frequency bands can solve the problem, with the condition to maintain the same communication quality [6, 7]. Frequency reconfigurable antenna is considered as a key element in modern wireless multiband and wideband communication systems because it allows the reduction of space, cost, and complexity [4, 5]. In the literature, three categories of reconfigurable microwave component can be noticed: reconfigurable antenna in terms of bandwidth [3], reconfigurable antenna in terms of centre frequency [5], and reconfigurable Power Divider in terms of bandwidth and centre frequency [6]. However, bandwidth reconfiguration design with fixed edges has been barely reported in the literature [7]. In this context, a disc-monopole antenna with four vertical slot lines and a via-shorted slot ring is proposed in [8]. This antenna has several reconfigurable modes of bandwidth with a fixed lower band limit and a variable upper one. In [6], a Dual-Band Bandpass Filter based on Terminated Cross-Shaped Resonators (TCSR) was proposed to achieve reconfigurable bandwidths with lower limit.

In this letter, a Yagi-Uda bandwidth reconfigurable antenna with a fixed lower or upper band edge is proposed. It is worth mentioning that to date, no reconfigurable antenna with a fixed lower or upper band edge reported in literature exhibits reconfigurable bandwidth. The reconfiguration mechanism is accomplished by using PIN diodes in order to control the electrical lengths of the microstrip resonator located in the back side of the antenna as well as the lengths of slot-lines. The proposed Yagi-Uda antenna provides several tuning states with wider FBW tuning range.

Received 28 October 2020, Accepted 11 January 2021, Scheduled 21 January 2021
* Corresponding author: Mohamed Lamine Seddiki (mohamedlamine.seddiki@uqat.ca).
[1] Université du Québec en Abitibi Témiscamingue Val-d'Or, Québec J9P 1Y3, Canada. [2] Research, Development and Innovation at Right Innov, Algiers, Algeria.

2. PROPOSED ANTENNA STRUCTURES

The layout of the proposed antenna is illustrated in Fig. 1. This antenna has already been reported in [2]. The antenna is built on a 36 mm × 44 mm Rogers RO 4003 substrate with a dielectric constant ε_r of 3.38 and a thickness of 0.5 mm. The antenna is composed of a circular stub microstrip placed on the bottom side of the substrate and a feeding microstrip line with a characteristic impedance of 50 Ω. The driver dipole, parasitic strip element, and slot-line with circular stub are printed on the top substrate layer. The main radiation element is one of the parallel dipoles, and the remainders of the radiation's elements are the printed strips director and the microstrip-to-slot-line transition as feed.

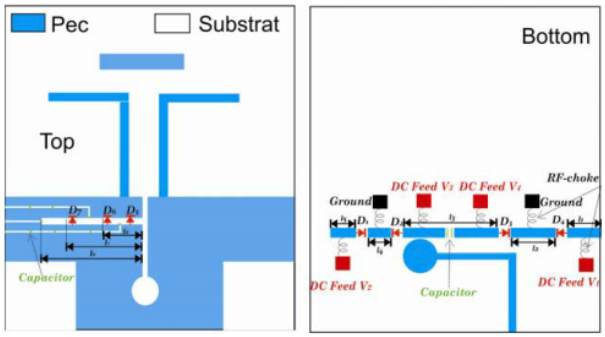


Figure 1. Configuration of the proposed antenna: (a) Top layer, (b) bottom layer.

To enable the operation of the antenna in different modes, one slot-line containing three PIN diodes (Figure 1(a)) and one transmission line resonator containing four PIN diodes were used (Figure 1(b)). The resonator has a filtering effect in which it rejects frequencies around $\lambda/4$ by considering the length of the resonator. It is important to notice that the horizontal position of the transmission line resonator does have an effect on the resonance frequency of the bandwidth. The transmission line resonator is illustrated in Figure 1(b). The switching of the stub resonator between different biasing voltages is allowed by the insertion of the four PIN diodes in the microstrip line. During the application of biasing voltage of (+5 V), the transmission line stub resonator R_1 can be connected to the other resonator, which results in a new configuration that operates as a band-stop filter due to the quarter wave ($\lambda/4$) line of the open stub resonator. Simultaneously, the PIN diodes would turn OFF by the application of a negative voltage (−5 V) which disconnects transmission line. Therefore, the transmission line stub resonator acted as an all pass wide band. The lumped elements (capacitor) were used to isolate the positive and negative voltages. The order of the four diodes is accomplished using four voltage sources.

The behaviour of the proposed reconfigurable antenna is analysed using the $ABCD$ matrix which is expressed as follows [4]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\beta l & jZ_t \sin\beta l \\ jY_t \sin\beta l & \cos\beta l \end{bmatrix} \tag{1}$$

where Z_t and Y_t are the characteristic impedance and admittance of the transmission line. The same formula can be applied in our approach

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = M_{L1}M_{L2}M_{L3}M_{L4}M_{L5} \tag{2}$$

where $ABCD$ matrix of the resonator

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{j\cot\theta_{L1}}{Z_t} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{j\cot\theta_{L2}}{Z_t} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{j\cot\theta_{L3}}{Z_t} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{j\cot\theta_{L4}}{Z_t} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{j\cot\theta_{L5}}{Z_t} & 1 \end{bmatrix}$$

When $\theta = \frac{\pi}{2}$

$$S_{21} = \frac{2}{A+B+C+D} = \frac{2jZ\cot(\theta_{L1}+\theta_{L2}+\theta_{L3}+\theta_{L4}+\theta_{L5})}{Z_t^2} \tag{3}$$

When $S_{21} = 0$ (notched band), the transmission zero can be expressed as:

$$f_z = \frac{2f_0}{\pi}\tan^{-1}(\cos\theta_{L1}+\theta_{L2}+\theta_{L3}+\theta_{L4}+\theta_{L5}) \tag{4}$$

From this formula, it can be concluded that the transmission zero frequency (f_z) can be controlled by the electrical length of the resonator ($\lambda_{L1}/4 + \lambda_{L2}/4 + \lambda_{L3}/4 + \lambda_{L1}/4 + \lambda_{L1}/4$) and the state of the diode.

3. FABRICATION, EXPERIMENTAL RESULTS AND DISCUSSION

The different switch configurations corresponding to the different modes are given in Table 1.

Table 1. Switch configurations for the different modes.

Techniques	Resonator				Slot-line		
	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7
Mode 1	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
Mode 2	OFF	**ON**	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
Mode 3	**ON**	**ON**	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
Mode 4	**ON**	**ON**	**ON**	OFF	OFF	OFF	OFF
Mode 5	**ON**	**ON**	**ON**	**ON**	OFF	OFF	OFF
Mode 6	OFF	OFF	OFF	OFF	**ON**	OFF	OFF
Mode 7	OFF	OFF	OFF	OFF	**ON**	**ON**	OFF
Mode 8	OFF	OFF	OFF	OFF	**ON**	**ON**	**ON**

The different modes are obtained by controlling the resonator and slot line. Therefore, modes 1 to 5 are the results of controlling the diodes of the resonator (D1, D2, D3, and D4) while the diodes of the slot-line (D5, D6, and D7) are OFF, and modes 6 to 8 are the results of controlling the slot-line diodes while the resonator diodes are OFF [9].

Table 1 summarizes the corresponding PIN diode states for antenna operation in the eight different modes.

Table 2 summarizes the frequency bandwidth and fixed frequency lower and upper for antenna operation for different modes.

Table 2. Upper and lower band edge for the different modes.

Techniques	**Upper band Edge**	**Lower band Edge**
Resonator	**Fixed** at 7 GHz	5–6.5 GHz
Slot-line	5.1–8.9 GHz	**Fixed** at 4.2 GHz

Figure 2 shows a prototype of the proposed reconfigurable antenna. The simulated and measured return losses S_{11} of the designed antenna with different modes, which are plotted using CST MWS and Vector Network Analyser (8719ES), are presented in Figure 3.

The measured and simulated return losses of the bandwidth reconfigurable antenna are shown in Figure 3. Resonator techniques enable the realization of five different bandwidths with fixed upper

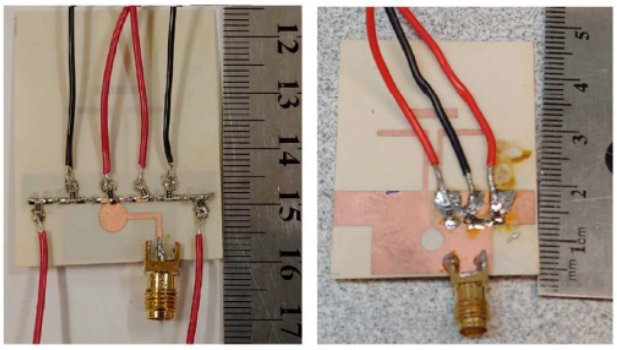


Figure 2. Photos of the fabricated antenna and transmission line resonator.

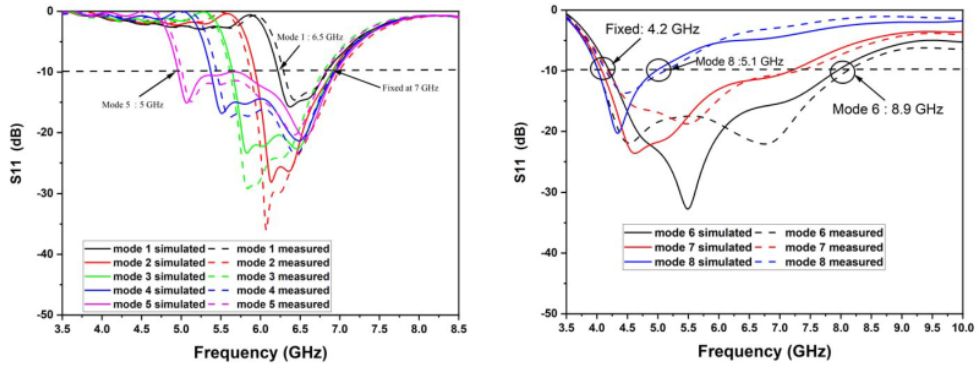


Figure 3. Measured and simulated performance of antenna: (a) Resonator technique, (b) slot-line technique.

edge, and the slot line techniques enable the realization of three bandwidths with fixed lower edge. The range of the resonance frequency of mode one and mode five are 6.5–7 GHz and 5–7 GHz, respectively.

Therefore, the proposed antenna has the ability to tune the lower edge bandwidth from 5 to 6.55 GHz by keeping the upper edge fixed at 7 GHz. Similarly, the range of the resonance frequency of mode six and mode eight are 4.2–8.9 GHz and 4.2–5.1 GHz, respectively.

Thus, the proposed antenna has the ability to tune the upper edge bandwidth from 5.1 to 8.9 GHz by keeping the lower edge fixed at 4.2 GHz. The measurement results are almost in good agreement with the simulation ones.

$$\mathrm{FBW} = 2\left(\frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1}\right) \tag{5}$$

The FBW can be calculated from formula (5), where f_1 is the lower frequency, and f_2 is the upper frequency. The following Table 3 summarizes the FBW of all modes.

Consequently, the resonator technique made possible the design of a reconfigurable antenna which gradually varies its bandwidth from 7% to 33% (Table 3) by keeping the lower band edge fixed and varying the upper cut-off frequency in five different modes as shown in Figure 3(a).

Table 3. Fractional bandwidth (FBW) for the different modes.

Technique used	$f_{1\,(\text{mode }1)}$	$f_{2\,(\text{mode }1)}$	FBW%	$f_{1\,(\text{mode }5)}$	$f_{2\,(\text{mode }5)}$	FBW%
resonator	6.5 GHz	7 GHz	7%	5 GHz	7 GHz	33%
Technique used	$f_{1\,(\text{mode }8)}$	$f_{2\,(\text{mode }8)}$	FBW%	$f_{1\,(\text{mode }6)}$	$f_{2\,(\text{mode }6)}$	FBW%
Slot-line	4.2 GHz	5.1 GHz	18%	4.2 GHz	8.9 GHz	72%

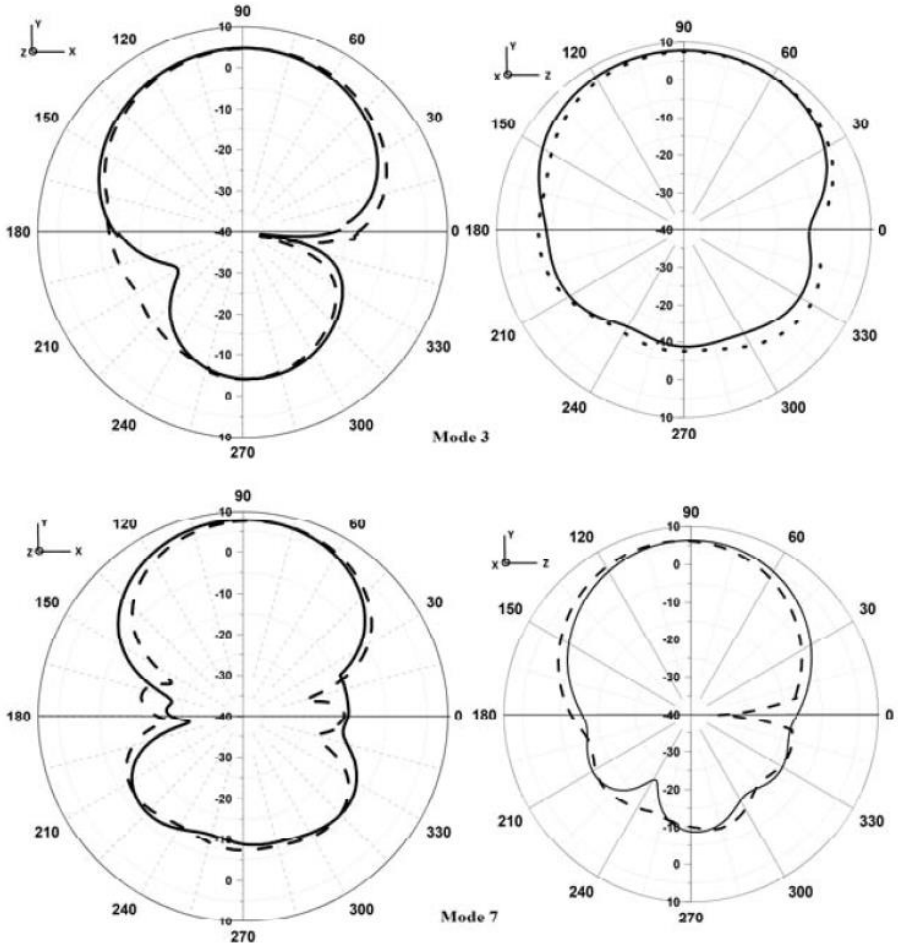


Figure 4. Measured and simulated radiation patterns in mode 3 and mode 7 at 6.5 GHz and 5 GHz respectively.

On the other hand, slot-line techniques make possible the design of reconfigurable antenna that can gradually vary its bandwidth from 18% to 72% (Table 3) by keeping the upper band edge fixed and varying the lower cut-off frequency in three different modes as shown in Figure 3(b). The difference between the measured and simulated performances can be explained by the use of lumped components such as diode and resistor.

Figure 4 shows the measured and simulated antenna radiation patterns in XY and YZ planes at the centre frequencies of mode three at 3.5 GHz and mode seven at 6.5 GHz. We chose these two modes because they are in the middle of the two different techniques (resonator and slot-line techniques). Mode 3 is in the middle of modes 1 to 5, and mode 7 is in the middle of modes 6 to 8. From the figures it can be seen that the radiation patterns observed at XY and YZ planes are unidirectional ones for the different modes.

4. CONCLUSION

A novel design of Independently Reconfigurable Upper and Lower Band Edges of Yagi Uda Antenna is presented. The resonator transmission line has been analysed and designed to be integrated into the reconfigurable antenna. The proposed approach allows operating this antenna on keeping either the upper or the lower band edge fixed with gradually increasing the bandwidth to the lower or the upper ones. To validate the design concept, a prototype was fabricated and tested. The measured and simulate performances are in good agreement. The proposed antenna is suitable for cognitive radio applications which require bandwidth adjustment.

REFERENCES

1. Mansoul, A. and M. L. Seddiki, "Multiband reconfigurable Bowtie slot antenna using switchable slot extensions for WiFi, WiMAX, and WLAN applications," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 60, 413–418, 2018.
2. Seddiki, M. L., M. Nedil, F. Ghanem, and T. A. Denidni, "Frequency reconfigurable quasi-Yagi antenna using variable-length transmission line resonator," *2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Abu Dhabi, 2016.
3. Chen, S., Q. Chu, and N. Shinohara, "A bandwidth reconfigurable planar antenna for WLAN/WiMAX applications," *2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, New Delhi, 2016.
4. Seddiki, M. L., M. Nedil, and F. Ghanem, "A novel wide, dual- and triple-band frequency reconfigurable butler matrix based on transmission line resonators," *IEEE Access*, Vol. 7, 1840–1847, 2019.
5. Mansoul, A., F. Ghanem, M. R. Hamid, and M. Trabelsi, "A selective frequency-reconfigurable antenna for cognitive radio applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 13, 515–518, 2014.
6. Bi, X., T. Cheng, P. Cheong, S. Ho, and K. Tam, "Design of dual-band bandpass filters with fixed and reconfigurable bandwidths based on terminated cross-shaped resonators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, Vol. 66, No. 3, 317–321, March 2019.
7. Zhu, C., J. Xu, W. Kang, and W. Wu, "Microstrip multifunctional reconfigurable wideband filtering power divider with tunable center frequency, bandwidth, and power division," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 66, No. 6, 2800–2813, 2018.
8. Mansoul, A., F. Ghanem, M. R. Hamid, E. Salonen, and M. Berg, "Bandwidth reconfigurable antenna with a fixed lower and a variable upper limit," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 10, No. 15, 1725–1733, December 2016.
9. Mansoul, A. and F. Ghanem, "Frequency reconfigurable antenna for cognitive radios with sequential UWB mode of perception and multiband mode of operation," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 10, No. 9, 1096–1102, 2018.

High Gain 6X6 Patch Phased Array Antenna For Millimeter-wave 5G Applications at 28 Ghz

Mohamed Lamine Seddiki[1], Mourad Nedil[1]
1. School of Engineering, LRTCS, University of Quebec in Abitibi-Temiscamingue (UQAT), Val-d'Or, Québec, Canada

***Abstract*— In this paper, a high gain 6X6 phased array patch antennas is designed for future 5 G millimeter wave. The proposed antenna array is fed by a combination of three series-parallel and vertical feeding network. The antenna design has a compact size of 46x46 m². 13 beam switched states are generated using required amplitudes and phase excitations for the antenna elements. A good scanning performance of a range of ±20° in horizontal and vertical axis is achieved, while maintaining a high gain of 19 dBi for all beams.**

I. INTRODUCTION

The innovative generation of 5G wireless communications targets to solve problems of the previous technologies such as, fixed beam direction, capacity, gain, and quality of service. Researchers and military applications are becoming more and more interested in millimeter (mm)-wave spectrum [1]. In this area,mmWave band is considered to be a key of the future 5G wireless communications due to availability of large bandwidth which can offerhigh capacity compared to the 4G technology [2-3]. In fact, the properties of high gain and phased array antennas are required for millimeter-wave communications, du to the poor communication link in millimeter wave frequency band [4-5]. Phased array antennas focus energy and offer beam switching in the desirable direction and form nulls towards the undesired direction, which can significantly improve the reliability and performance of mm Wave communication link [6-7].In this area, few works on the mm-wave phased array have been reported in recent years [1-3]. Microstrip phased array antennas are mostly used for mm Wave communications. However, the maximum gains of 13 dBi are too poor for communication in millimeter wave due to high propagation loss. In [3], a two-dimensional beam scanning array antenna for 5G is proposed, however, the results are provided for only four beams. In this work,a high gain phased array antenna is proposed for 5 G at mm-Wave band. The array is composed of a combination of three series-parallel and vertical feeding network with 9 patch elements.The array produces 13 different beams using six feeding port and three different phase. Phased array antenna system has provided a gain of 19 dBi for all generated beams.

II. ANTENNA DESIGN

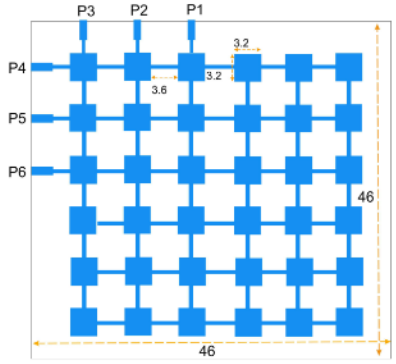


Fig. 1: Geometry of the proposed mm-Wave phased array antenna.

The 28 Ghz phased array antenna has been designed on Roger RT5880 substrate (Dielectric constant of 2.2) with 0.254 mm of thickness. The length and the width of the patch can be calculated using the well-known equation from [8]. The phased array structure was modelled and simulated in the CST software. The geometry of the proposed phased array is illustrated in Fig. 1. The proposed antenna is composed of feeding networks of three horizontal (P1, P2 and P3), three vertical (P4, P5 and P6) and a 6 × 6 antenna array. This structure allows a simple and a compact arrangement. Dimension of the patch element is 3.45x3.45 mm2, with the center to center inter element spacing ($\lambda g/2$) is 3.85 mm.

III. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

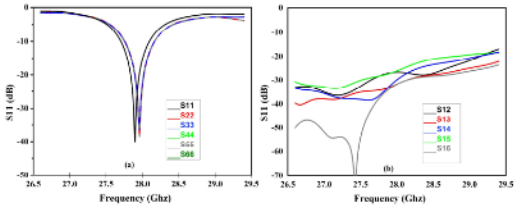


Fig. 2: Simulated results : (a) Return loss ,(b) isolation coefficent

The simulated return losses of all the input ports from P1 to P6 are illustratedin Fig. 2.a. It can be seen that the return loss is less than -10 dB over the whole 28Ghz bandwidth. Furthermore, Fig 2.b shows the isolation results between input ports which are lower than -10dB around 28 GHz band. The simulated 3-D of 13 switched-beams are shown in Fig. 3. It can be noticed that the proposed phased array has the ability of scanning angle in the x-z plane with six different angles, with six another angle in the y-z plane. While all ports are exited simultaneously with the same phase (0), a beam 0 with 19.4 dB of gain is generated. The direction of the main lobes are listed in the Table I.

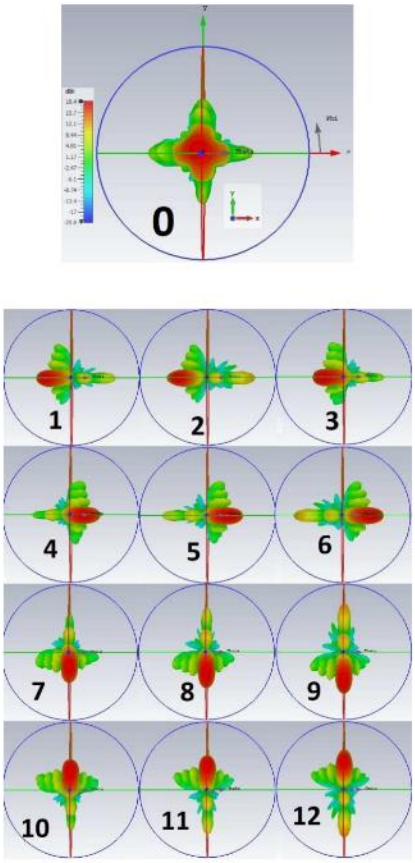


Fig. 3: 3D Radiation pattern in perspective view of the antenna array at 28 GHz.

ports	P 1	P 2	P 3	P 4	P 5	P 6
Beam 0	(1,0)	(1.0)	(1.0)	(1.0)	(1.0)	(1.0)
Beam 1	(1,0)	(1,-120)	(1,-240)	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**
Beam 2	(1,0)	(1,-90)	(1,-180)	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**
Beam 3	(1,0)	(1,-60)	(1,-120)	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**
Beam 4	(1,0)	(1,60)	(1,120)	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**
Beam 5	(1,0)	(1,90)	(1,180)	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**
Beam 6	(1,0)	(1,120)	(1,240)	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**
Beam 7	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**	(1,0)	(1,-60)	(1,-120)
Beam 8	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**	(1,0)	(1,-90)	(1,-180)
Beam 9	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**	(1,0)	(1,-120)	(1,-240)
Beam 10	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**	(1,0)	(1,60)	(1,120)
Beam 11	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**	(1,0)	(1,90)	(1,180)
Beam 12	**(0,0)**	**(0,0)**	**(0,0)**	(1,0)	(1,120)	(1,240)

Table I: Main Lobe Directions generated by the proposed phased array antenna system.

IV. Conclusion

A novel concept of 6X6 phased array antennas operating at 28 GHz is proposed in this paper. The antenna can generate 13 different beams with six inputs ports and three different phases. The generated beamsprovide a high realized gain of19 dBi. The proposed design is suitable for future 5G mm-Wave communication system.

.

References

[1] M. Khalily, R. Tafazolli, T. A. Rahman and M. R. Kamarudin, "Design of Phased Arrays of Series-Fed Patch Antennas With Reduced Number of the Controllers for 28-GHz mm-Wave Applications," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 1305-1308, 2016.

[2] F. A. Ghani, A. Uzun, H. A. Saleh, M. K. Yapıcı and İ. Tekin, "A 28 GHz 2X2 Antenna Array with 10 Beams Using Passive Beamforming Network," 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 2020, pp. 1747-1748.

[3] S. I. Orakwue, R. Ngah and T. A. Rahman, "A two dimensional beam scanning array antenna for 5G wireless communications," 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), 2016, pp. 433-436.

[4] Seddiki, M.L.; Ghanem, F.; Nedil, M.; Bouklif, A.: 'Compact crossover on multilayer substrate for UWB applications', Electronics Letters, 2017, 53, (3), p. 162-163, DOI: 10.1049/el.2016.3682.

[5] D. N. Arizaca-Cusicuna and J. Luis Arizaca-Cusicuna, "Series-Fed Patch Antenna Array At 28 GHZ For 5G Applications," 2020 IEEE XXVII International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON), 2020, pp. 1-4.

[6] F. Lai, H. Li, C. Li, P. Wang and Y. Chen, "A Multipart 5G Base-Station Antenna Using Series-Fed Patch Antenna Sub-Arrays," 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2018, pp. 641-642.

[7] M. L. Seddiki, M. Nedil, F. Ghanem and T. A. Denidni, "Frequency reconfigurable quasi-Yagi antenna using variable-length transmission line resonator," 2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), 2016, pp. 1-4.

[8] Balanis, C. A., "Fundamental Parameters and Definitions for Antennas," Chapter 1 in Modern Antenna Handbook, John Wiley & Sons, NJ, pp. 3-56, 2008.

Sub-6 Ghz Rotman Lens For Underground Mines using Machine Learning

M. L Seddiki, S. hadji and M. Nedil
1. School of Engineering, LRTCS, University of Quebec in Abitibi-Temiscamingue (UQAT), Val-d'Or, Québec, Canada
Mohamedlamine.seddiki@uqat.ca

***Abstract*— The paper introduces a new approach of using machine learning in the design of a sub-6 Ghz Rotman lens for underground mine applications. The lens, optimized through machine learning technique, showed good results in terms of insertion losses. The design is optimized to operate in the sub-6 GHz frequency range, especially at the 3.5 GHz band. In order to be employed in underground mining. The final lens structure and port placement were both generated using machine learning.**

I. INTRODUCTION

The primary origin of the poor communication quality in underground mines is multipath fading caused by reflections of signals from obstacles in this harsh environment. This phenomenon ultimately leads to reduction in transmission quality. One solution to improve communication quality in underground mines is the use of beam switching based smart antenna system [1-2]. This method involves the use of fixed beams with improved sensitivity in certain areas, such as Rotman lens and Butler matrix [3-4]. Only one feed is active at a time to produce a high-gain pencil beam in a specific direction, which helps to overcome the problem of multipath fading caused by reflections from obstacles in the environment. In order to develop Rotman lens and other microwave systems requires consideration of various nonlinear properties, such as return loss and beam direction. Hence, Machine learning (ML) could be a good solution to resolve nonlinear relationships between parameters. It extracts nonlinear properties from large datasets and predicts new inputs from probability [4-7]. In fact, using machine learning, it is possible to predict these nonlinear characteristics based on input values.

In this paper, machine-learning approach is introduced to identify the best parameter values of the Rotman lens to be used in underground mine environment. The machine learning algorithm can predict the performance of the return loss and the beam direction with high accuracy.

II. THEORY OF THE ROTMAN LENS

The main components of the Rotman lens are the lens body, the beam ports, array ports for connecting to antenna arrays, and additional ports that are used as dummy ports [4]. In fact, the number of input ports at the beam ports determines the number of output beams, or the number of switches needed to direct the beam to the desired direction. The Rotman lens body is composed of a focal arc (Σ1) and an array curve. The focal arc has three centers points at F1, F2, and G, which are designated by the (+α), (-α), and 0 degrees [4]. These centers are used to control the direction and focus of the electromagnetic waves that propagate through the lens. Hence, these centers are important for the proper functioning of the lens . The curve of the internal array, represented by (Σ2), is defined by two coordinates (X, Y) in relation to a point O1 on the central axis of the lens.

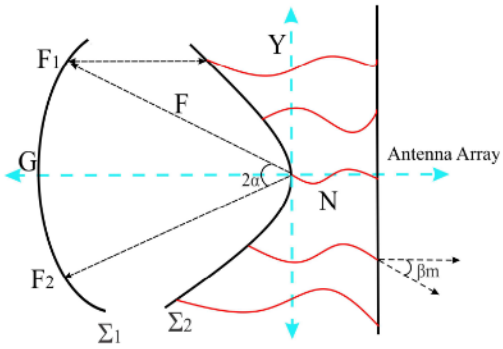


Figure.1: The geometric structure of the Rotman lens.

The design of the Rotman lens is determined by various factors such as focal length ratio g, maximum scanning Angle βm, focal length F and the number of elements (N). The focal length ratio (g) has a direct impact on the size of the lens, however, the conventional lens equations do not specify the optimal value of (g) that minimizes overall phase errors. In this study, machine learning technique was employed to identify the crucial parameter for the development of a Rotman lens and determine the optimal values.

The idea behind using machine learning in Rotman lens modeling is to use data generated by computational CST MWS to predict new model parameters and evaluate the model's accuracy. This is done by inputting x and output y parameters and connecting them to the model.

$$y = M(x) \quad (1)$$

Where the output variable is represented by y and the input modeling variables by x. The level of accuracy can be determined by using the mean squared error (MSE) function.

$$MSE = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(y_i^{i\,pred} - y_i^{i\,sum}\right)^2 \qquad (2)$$

The number of data samples is represented by N, y^{ipred} and y^{isum} *are* the predicted and simulated values, respectively. Mostly, the Rotman lens performance is determined by four design parameters: βm, g, N, and F. the MLR modeling process usually takes these four geometric factors and uses them as input variables.

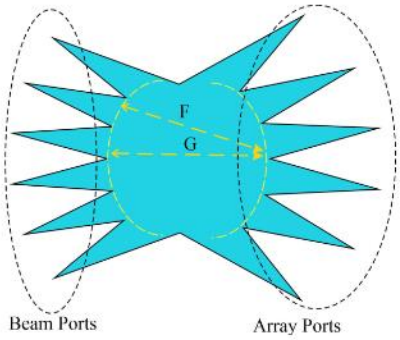


Figure .2: Structure of Rotman Lens.

III. RESULTS AND DISCUSSIONS

The CST Microwave Studio is carried to collect a total of 1296 simulated samples. These samples were determined by varying four input parameters as follows: g [0.8-1], βm [40-50], F [54, 58], and N [5-7] within certain ranges and with a six step size .

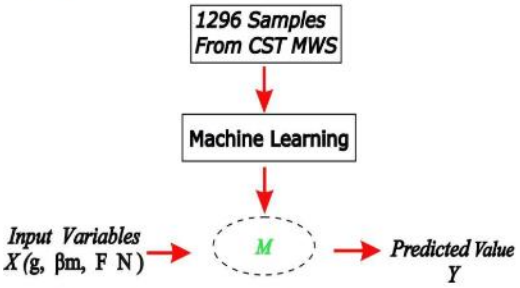


Figure .3: Structure of machine learning process diagram.

Then, the results from the CST are organized, which are used as input for a machine learning optimized model. Figure 2 shows that the reflection coefficient for each beam port is better than -10 dB in the considered frequency band of 3.5 GHz.

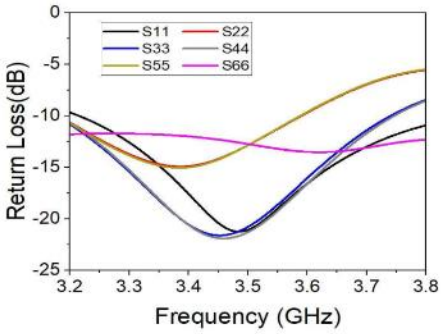


Fig. 3: Simulated results of the return losses S_{ii}

IV. CONCLUSION

The use of Machine Learning techniques is employed to predict the optimal performance of the design parameters of a proposed Rotman lens, with the goal of achieving the highest coefficient reflection. By adjusting the parameters that influence the shape of the lens and the placement of ports, the Lens can operate within the frequency range of 3.5 GHz, which is suitable for 5G Sub-6 GHz applications in underground mines.

REFERENCES

[1] H. Mujammami and A. Sebak, "Analog Beamforming System Using Rotman Lens for 5G Applications at 28 GHz," *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Atlanta, GA, USA, 2019, pp. 153-154.

[2] M. L. Seddiki, M. Nedil and F. Ghanem, "A Novel Wide, Dual-and Triple-Band Frequency Reconfigurable Butler Matrix Based on Transmission Line Resonators," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 1840-1847, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2886203.

[3] W. -J. Wu, Z. -Y. Zhang, Y. -R. Zhao, Q. -F. Liu, C. Wang and Y. Zuo, "Design of Multi-Beam Antenna Based on Rotman Lens," *2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES)*, Nanjing, China, 2019, pp. 1-2, doi: 10.23919/ACES48530.2019.9060453.

[4] Q. Liang, G. Zhou and B. Sun, "Design of a rotman lens based on genetic algorithm," *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Xi'an, China, 2017, pp. 1-3, doi: 10.1109/APCAP.2017.8420868.

[5] B. Maity and S. K. Nayak, "Compact Quad-Band CP Series-Fed Circular Slit Microstrip Array Antenna Using Machine Learning," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 116650-116661, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3199656.

[6] Mohammed Farouk Nakmouche Muhammad Idrees Magray Abdemegeed Mahmoud Allam Diaa E. Fawzy Ding-Bing Lin Jenn-Hwen Tarng , "A Novel Dual-Band Printed SIW Antenna Design Based on Fishnet & Cerr DGS Using Machine Learning for Ku-Band Applications," Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 116, 207-219, 2021.

[7] Mohammed Farouk Nakmouche Abdemegeed Mahmoud Allam Diaa E. Fawzy Ding-Bing Lin , "Development of a High Gain FSS Reflector Backed Monopole Antenna Using Machine Learning for 5G Applications," Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 105, 183-194, 2