الجمهورية الجزائرية الديموقراطية الشعبية

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة ابي بكر بلقايد -تلمسان-

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Télécommunication

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Par :

BOUNAB Ikram Ghizlane

ATTAR Ali Hossem Eddine

Sujet :

Étude et conception des réseaux d'antennes MIMO reconfigurables pour les réseaux mobiles 5G

Soutenue publiquement, le : 24/06/2026, devant le jury composé de :

BOUKLI HACENE Noureddine	Professeur à l'Université de Tlemcen	Président
BOUCHENAK KHALLADI Yasmina	MCB à l'Université de Tlemcen	Examinatrice
BELHADEF Yamina	MCA à l'Université de Tlemcen	Encadrante

Année universitaire : 2025/2026

Remerciements :

Tout d'abord, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Dieu pour Son soutien et Sa guidance tout au long de ces années, qui nous ont permis d'arriver là où nous sommes aujourd'hui. Nous Le remercions de nous avoir accordé la patience et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce projet de fin d'études.

Nous souhaitons également adresser nos sincères remerciements à notre encadrante, Mme BELHADEF Yamina, pour ses précieux conseils, sa disponibilité et son accompagnement constant tout au long de ce travail.

Nous exprimons également notre sincère gratitude aux membres du jury, M. BOUKLI HACENE Noureddine et Mme BOUCHENAK KHALLADI Yasmina, pour avoir accepté d'évaluer ce travail, ainsi que pour leurs remarques constructives et leurs suggestions enrichissantes, témoignant de leur expertise et de leur engagement scientifique.

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance à nos familles pour leur soutien inconditionnel, leurs encouragements permanents et l'amour qu'elles nous ont toujours apporté depuis notre enfance. Leur confiance et leur présence ont été une source de motivation essentielle tout au long de notre parcours.

Enfin, nous adressons nos remerciements à tous nos ami(e)s pour leur soutien moral, ainsi qu'à toutes les personnes qui nous ont encouragés et soutenus de près ou de loin.

Dédicace :

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Avec tout mon amour et ma reconnaissance, je dédie ce travail

À moi-même,

À mon courage et à ma persévérance tout au long de ce parcours universitaire.

Je me souhaite un avenir plein de réussite, de bonheur et de succès.

À ma chère mère, KARIMA

Grâce à son amour infini, son soutien et ses sacrifices, sa présence à mes côtés a toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles.

À mon cher père, que Dieu ait son âme en Sa sainte miséricorde,

Tu n'es plus là, mais ta mémoire guide chacun de mes pas.

Ton souvenir restera à jamais gravé dans mon cœur.

À ma sœur SANAA, et mes frères HAMZA et AMINE,

Pour votre présence, votre soutien indéfectible et vos encouragements constants.

Merci de m'avoir portée, chacun à sa façon, jusqu'à ce jour.

À mes nièces, ALAA et MIRAL,

Vous êtes la douceur et la lumière de nos journées.

Que votre avenir soit aussi beau que vos sourires.

À mon enseignante BRAKHLI,

Pour ses précieux conseils et son accompagnement tout au long de mon parcours

À mes chères amies,

AMINA B., WISSEM, AMINA S., SELSABIL, MIGI, RANIA et AHLEM, pour leur soutien, leur sincérité, leur présence tout au long de ces années et les beaux moments partagés.

BOUNAB Ikram Ghizlane

Dédicace :

À mes chers parents,

Qui m'ont soutenu tout au long de mon parcours, qui se sont fatigués et sacrifiés pour moi. C'est grâce à eux que je suis devenu ce que je suis aujourd'hui. Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, ma reconnaissance et mon profond amour.

À l'âme de ma défunte grand-mère,

Qui était pour moi comme une seconde mère. J'aurais tant aimé qu'elle soit présente en ce jour pour partager avec moi ce moment. Que Dieu l'accueille dans son vaste paradis.

À mes sœurs, ainsi qu'à toute ma famille,

Pour leur soutien continu et leurs encouragements précieux tout au long de ce parcours.

À tous mes collègues et amis,

Ce sont ceux qui m'ont accompagné tout au long de mes années d'études. Je les remercie pour tout ce que nous avons partagé, les bons moments comme les moments difficiles.

En somme,

Ce travail est le fruit de tous ces soutiens, de ces sacrifices et de cet amour qui m'ont accompagné durant tout mon parcours. Je le dédie, avec toute ma reconnaissance, à chacun d'entre vous.

Une dédicace spéciale à ceux qui étaient avec moi dans mes périodes difficiles et dont j’ai puisé la force pour terminer le chemin. Merci beaucoup, et j’espère vous retrouver toujours dans mon soutien

ATTAR Ali Hossem Eddine

Résumé

Ce travail porte sur la conception de réseaux d'antennes MIMO reconfigurables destinés aux applications de la 5G. Des simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel CST Studio Suite afin d'analyser et d'évaluer les performances des structures proposées. L'objectif principal consiste à répondre aux exigences des systèmes 5G, notamment l'élargissement de la bande passante et l'augmentation du gain.

Dans un premier temps, une antenne circulaire à fentes a été conçue, puis optimisée à la fréquence de travail de 26 GHz. Par la suite, des configurations MIMO à 2 éléments et 4 éléments ont été adaptées à 26 GHz, avec une réduction significative des couplages mutuels entre les patchs rayonnants avec la technique DGS, mesurés par les coefficients de transmission des systèmes MIMO proposés. Finalement, des réseaux MIMO reconfigurables ont été simulés afin d'étudier l'impact des diodes PIN sur les performances des géométries conçues. L'évaluation des performances a été effectuée à travers plusieurs paramètres, notamment le paramètre 'S11', l'isolation entre les éléments, le coefficient de corrélation d'enveloppe ainsi que le gain et la bande passante.

Les antennes reconfigurables constituent une solution prometteuse pour améliorer les performances des systèmes de communication 5G. Les structures MIMO reconfigurables constituent ainsi une voie prometteuse pour accroître la flexibilité et les performances des systèmes futurs, malgré les compromis techniques encore à résoudre.

Mots-clés : 5G, Antennes imprimées, Réseaux MIMO, antennes reconfigurables, CST Studio Suite, résultats de simulation.

Abstract:

This work focuses on the design of reconfigurable MIMO antenna arrays for 5G applications. Simulations were carried out using CST Studio Suite software to analyze and evaluate the performance of the proposed structures. The main objective is to meet the requirements of 5G systems, particularly bandwidth broadening and gain enhancement.

First, a circular slot antenna was designed and then optimized for the operating frequency of 26 GHz. Subsequently, 2-element and 4-element MIMO configurations were adapted to 26 GHz, achieving a significant reduction in mutual coupling between the radiating patches using the DGS technique, as measured by the transmission coefficients of the proposed MIMO systems. Finally, reconfigurable MIMO arrays were simulated to study the impact of PIN diodes on the performance of the designed geometries. Performance evaluation was carried out through several parameters, including the S11 parameter, isolation between elements, the envelope correlation coefficient, as well as gain and bandwidth.

Reconfigurable antennas constitute a promising solution to improve the performance of 5G communication systems. Reconfigurable MIMO structures thus represent a promising avenue to increase the flexibility and performance of future systems, despite the technical trade-offs that still need to be resolved.

Keywords: 5G, printed antennas, MIMO arrays, reconfigurable antennas, CST Studio Suite, simulation results.

ملخص:

يركز هذا العمل على تصميم مجموعات هوائيات MIMO القابلة لإعادة التكوين لتطبيقات الجيل الخامس. تم إجراء عمليات المحاكاة باستخدام برنامج CST Studio Suite لتحليل وتقييم أداء الهياكل المقترحة. الهدف الرئيسي هو تلبية متطلبات أنظمة الجيل الخامس، وخاصة توسيع النطاق الترددي وتعزيز المكسب.

أولاً، تم تصميم هوائي ذو فتحة دائرية ثم تحسينه لتردد التشغيل البالغ 26 جيجا هرتز. وبعد ذلك، تم تكييف تكوينات MIMO المكونة من عنصرين وأربعة عناصر مع 26 جيجا هرتز، مما حقق انخفاضًا كبيرًا في الاقتران المتبادل بين البقع المشعة باستخدام تقنية DGS، كما تم قياسها بواسطة معاملات الإرسال لأنظمة MIMO المقترحة. أخيرًا، تمت محاكاة مصفوفات MIMO القابلة لإعادة التشكيل لدراسة تأثير ثنائيات PIN على أداء الأشكال الهندسية المصممة. تم إجراء تقييم الأداء من خلال العديد من المعلمات، بما في ذلك معلمة S11، والعزل بين العناصر، ومعامل ارتباط الغلاف، بالإضافة إلى المكسب وعرض النطاق الترددي.

تشكل الهوائيات القابلة لإعادة التشكيل حلاً واعدًا لتحسين أداء أنظمة اتصالات الجيل الخامس. وبالتالي فإن هياكل MIMO القابلة لإعادة التشكيل تمثل وسيلة واعدة لزيادة مرونة وأداء الأنظمة المستقبلية، على الرغم من المقايضات الفنية التي لا تزال بحاجة إلى حل.

الكلمات المفتاحية: G5، الهوائيات المطبوعة، مصفوفات MIMO، الهوائيات القابلة لإعادة التشكيل، CST Studio Suite، نتائج المحاكاة.

Table des matières :

Remerciements : I

Dédicace : II

Dédicace : III

Résumé IV

Abstract: V

ملخص: VI

Table des matières : VII

Liste des figures : XII

Liste des tableaux : XVIII

Liste des abréviations : XIX

Introduction Générale 2

Chapitre I : Antennes imprimées reconfigurables **5**

I. 1. Introduction: **6**

I. 2. Description d'une antenne imprimée : 7

I. 2.1. Patch (Metal): **8**

I .2.2 Substrat diélectrique (a dielectric substrate) : 8

I .2.3 Plan de masse : 8

I. 3 Types d'antennes imprimées : 9

I. 3.1 Antenne Micro-ruban (Patch): 9

I. 3.2 Antenne a fente (slot antenna) : 10

I. 3.3 Antennes à fil imprimé (dipôle et monopole imprimés) : 11

I. 3.4 Antennes PIFA et IFA : 12

I. 3.5 Comparaison des Topologies : 14

I. 4 Techniques d'Alimentation : 15

I. 4.1 Alimentation par Ligne Micro-ruban (Edge Feed) : 15

I. 4.2 Alimentation par Sonde Coaxiale (Probe Feed) : 16

I. 4.3 Alimentation par Couplage par Proximité (Proximity Coupling) : 17

I.4.4 Alimentation par Fente (Aperture-Coupled Feed) : 18

I. 4.5 Comparaison des techniques d'alimentation : 19

I. 5 Techniques d'Adaptation d'impédance : 20

I.5.1 Transformateur Quart d'Onde : 20

I. 5.2 Encoche d'Alimentation (Inset Feed) : 21

I. 5.3 Stubs d'Adaptation : 22

I.5.4 Réseaux en L, en T et en π : 23

I. 6 Caractéristiques Radioélectriques de l'Antenne : 24

I.6.1 Coefficient de Réflexion et Paramètre S_{11} : 24

I.6.2 Fréquence de Résonance et Bande Passante : 26

I.6.3 Impédance d'Entrée : 27

I.6.4 Diagramme de Rayonnement : 27

I.6.5 Gain et Directivité : 31

I.6.6 Efficacité de Rayonnement : 32

I.6.7 Polarisation : 32

I.6.8 Rapport Avant-Arrière (F/B) : 33

I. 7 Avantages et Inconvénients des Antennes Imprimées : 34

I. 7.1 Avantages: 34

I.7.2 Inconvénients: 34

I. 8 Antennes Reconfigurables : 35

I.8.1 Définition et Principe : 35

I.8.2 Réconfigurabilité en Fréquence : 36

I.8.3 Reconfigurabilité en Polarisation : 37

I.8.4 Reconfigurabilité en Diagramme de Rayonnement : 38

I.8.5 Reconfigurabilité Combinée : 38

I.8.6 Éléments de Commutation et d'Accordabilité : 39

I.8.7 Antennes reconfigurables pour la 5G : 40

I. 9 Conclusion : 40

Chapitre II : Technologie des systèmes MIMO et les réseaux 5G 42

II. 1. Introduction: 43

II. 2. Principe de la technologie MIMO : 43

II. 3. Structure et architecture des systèmes de transmission MIMO : 45

II.3.1 Bloc d'émission : 45

II. 3.2 Canal de propagation : 46

II. 3.3 Bloc de réception : 46

II. 4. Techniques de multiplexage et traitement de signal dans les réseaux MIMO 46

II. 4. 1. Multiplexage Spatial (Spatial Multiplexing): 46

II. 4. 2. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM): 47

II. 4. 3 Beamforming (Formation de faisceaux) : 48

II. 4. 4. Codage Spatio-Temporel (Space-Time Coding-STC): 50

II. 5. Exploration des types de systèmes MIMO : 51

II. 5. 1. SISO (Single Input Single Output): 51

II. 5. 2. SIMO (Single Input Multiple Output): 52

II. 5. 3. MISO (Multiple Input Single Output): 53

II. 5. 4. MIMO (Multiple Input Multiple Output) : 54

II. 5. 5. Exemples d'application et avantages : 55

II. 6. Domaines d'application des systèmes MIMO : 56

II. 7. Le réseau MIMO Massif (Massive MIMO) : 60

II.7.1. Avantages du MIMO massif par rapport au MIMO conventionnel : 61

II.7.2. Défis du déploiement : 61

II. 8. Bande millimétrique (mmWave) : caractéristiques spectrales et intégration avec le MIMO : 62

II.8.1. Caractéristiques physiques : 62

II.8.2. Bandes de fréquences millimétriques allouées à la 5G : 63

II. 9. Réseaux mobiles 5G : 63

II. 9. 1. Définition : 63

II. 9. 2. Domaines d'application des réseaux mobiles 5G : 64

II. 9. 3. Avantages et inconvénients des réseaux 5G : 65

II. 10. Conclusion: **66**

Chapitre III : Conception et simulation d'antennes MIMO sous CST Studio Suite 68

III. 1. Introduction: **69**

III. 2. Présentation du logiciel CST Studio Suite 71

III. 3. Conception de l'antenne élémentaire : 72

III. 3. 1. Dimensionnement théorique : 72

III. 3. 2.Modélisation de l'Antenne initiale 75

III. 3. 3. Modélisation de l'antenne circulaire à fente conventionnelle 76

III. 4. Antenne reconfigurable à base du substrat de type Rogers RT5880 : ... 83

III. 4. 1 Conception et résultats de simulation : 83

III. 4. 2 : Comparaison et analyse des performances : 85

III. 5. Conception de la configuration MIMO à 2 éléments : 86

III. 5.1. Configuration MIMO à 2 éléments : 86

III. 5. 2. Résultats et analyse de simulation : 87

III. 5.3 Comparaison FR-4 / Rogers RT5880 pour la configuration MIMO à 2 éléments : 92

III.6. Conception de la configuration MIMO à 4 éléments : 98

III.6.1. Conception du réseau : 98

III.6.2. Configuration MIMO à 4 éléments – Résultats de simulation : 101

III. 7. Modélisation et intégration des diodes PIN : 105

III.7. 1. MIMO à 2 éléments : 105

III.7.1.1 Coefficients de réflexion (État ON) : 106

III.7.1.2 Coefficients de réflexion (État OFF) : 107

III. 7.1.3 Coefficient de transmission: **106**

III. 7.1.4 Étude du gain maximal : 108

III. 7.1.5 Diagrammes de rayonnement en état ON : 111

III. 7.1.6 Diagrammes de rayonnement en état OFF : 115

III. 7. 3. Analyse des performances : 120

III.8. Discussion des résultats et limites : 120

III.8.1. Analyse globale des performances : 122

III.8.2. Limites du travail (simulation uniquement) : 123

III.8.3. Perspectives d'amélioration : 123

III. 9. Conclusion: **123**

CONCLUSION GÉNÉRALE 127

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES 129

Liste des figures :

Figure I.1 : Structure d'une antenne patch et ses modèles physiques d'analyse. (cavité et fentes) 7

Figure I.2: Différentes formes d'antennes patch..... 8

Figure I. 3: Vue latérale de l'antenne patch. 10

Figure I. 4: Différents types d'antennes fentes. 11

Figure I. 5: Antenne dipôle repliée..... 11

Figure I. 6 : Différents types d'antennes dipôle imprimées. 12

Figure I. 7 : Antenne monopole. 12

Figure I. 8: Antenne en F inversé de base (IFA). 13

Figure I. 9: Planar Inverted F Antenna..... 13

Figure I. 10 : Monopole classique est passé par plusieurs étapes évolutives, l'IFA étant la troisième étape, précédant immédiatement le PIFA..... 14

Figure I. 11: Alimentation par ligne micro-ruban (EDGE FEED). 15

Figure I. 12 : Antenne imprimée alimentée par sonde coaxiale. 17

Figure I. 13: Antenne imprimée alimentée par couplage par proximité. 18

Figure I. 14: Antenne imprimée alimentée par fente. 19

Figure I. 15: Circuit de base pour l'adaptation d'impédance par ligne quart d'onde. 20

Figure I. 16 : Paramètres géométriques d'une antenne patch alimentée par encoche (Inset Feed). 22

Figure I. 17: Schéma électrique équivalent d'un réseau d'adaptation par double stub (Double-Stub Tuner). 23

Figure I. 18 : Exemple du coefficient de réflexion et de la bande passante d'une antenne..... 27

Figure I. 19: Diagrammes de rayonnement et angles d'ouverture à -3 dB d'une antenne patch typique dans les plans E et H. 28

Figure I. 20: Diagramme de rayonnement bidimensionnel (polaire) d'une antenne. 29

Figure I. 21: Diagramme de rayonnement d'une antenne directive. 29

Figure I. 22 : Diagramme de rayonnement d'une antenne omnidirectionnelle. 30

Figure I. 23: Diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope. 31

Figure I. 24 : Classification générale des différents types de reconfigurabilité des antennes et de leurs principes de fonctionnement. 36

Figure II. 1: Antennes héritées vs. MIMO massif : évolution de la couverture sans fil. 45

Figure II. 2 : Architecture générale d'un système MIMO. 45

Figure II 3 Multiplexage spatial. 47

Figure II 4 MIMO-OFDM system model. 48

Figure II 5 Principe de Beamforming. 49

Figure II 6 Modèle de système général d'une transmission avec codage spatio-temporel (STC) dans un canal MIMO. 50

Figure II 7 Schémas de transmission sans fil (configurations des antennes). 51

Figure II 8 Classical block diagram of a single-input, single-output (SISO). 52

Figure II 9 Classical block diagram of a single-input, multiple-output (SIMO). .. 53

Figure II 10 Classical block diagram of a multiple-input, single-output (MISO). 54

Figure II 11 Classical block diagram of a multiple-input, multiple-output (MIMO). 55

Figure II 12 Évolution du Wi-Fi : De MIMO à MU-MIMO. 58

Figure II 13 Structure de la communication par satellite. 58

Figure II 14 Réseau d'observation et de surveillance météorologique……..59

Figure II 15 Diagramme de configuration d'antennes MIMO 8×8…….60

Figure II 16 Comparaison entre les fréquences cellulaires classiques et la technologie mmWave……...62

Figure II 17 Schéma de réseau pour la 5G……..64

Figure III 1 Interface principale de CST Studio Suite..... 71

Figure III 2 Visualisation en 3D de l'antenne initiale sous CST Studio Suite. 75

Figure III 3 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne initiale. 76

Figure III 4 Géométrie de l'antenne conventionnelle à fentes. 76

Figure III 5 Variation de la longueur du substrat de l'antenne à fente conventionnelle. 77

Figure III 6 Variation de la largeur du substrat de l'antenne à fente conventionnelle. 78

Figure III 7 Variation de la ligne d'alimentation de l'antenne à fente conventionnelle 78

Figure III 8 (a) : Coefficient de réflexion de l'antenne circulaire à fente. 80

Figure III 8. (b) VSWR de l'antenne patch circulaire……...78

Figure III 8. (c) Variation du gain maximal en fonction de la fréquence……...79

Figure III 1 (A) Diagrammes de rayonnement polaires en 2D à la fréquence 26 GHz, (a) plan E (Phi=0°), (b) plan H (Phi=90°)……..80

Figure III 9 (B) Diagrammes de rayonnement en 3D à la fréquence 26 GHz, (a) gain, (b) directivité……...80

Figure III 10 Coefficient de réflexion S11 avec substrat Roger…….82

Figure III 11 (A) : Diagrammes de rayonnement polaires en 2D à la fréquence 15.344 GHz, (a) plan E (Phi=0°), (b) plan H (Phi=90°)……..82

Figure III 11 (B) Diagrammes de rayonnement en 3D à la fréquence 15,344 GHz, (a) gain, (b) directivité…….83

Figure III 12 Réseau d'antennes MIMO à 2 éléments avec un substrat FR4…….85

Figure III 13 (S_{11}, S_{22}) et (S_{12}, S_{21}) du réseau MIMO à deux éléments en fonction de la fréquence : (a) coefficients de réflexion, (b) coefficients de transmission……..86

Figure III 14 (a) Taux d'ondes stationnaires. **(b)** Gain du système MIMO à 2 éléments. **(c)** coefficient de corrélation d'Écartement (ECC)……...87

Figure III 15. (a). (b) Diagrammes de rayonnement en 3D du réseau MIMO de deux éléments à 26 GHz, **(a)** gain, **(b)** directivité. **(c) (a)** diagrammes de rayonnement polaires du réseau MIMO à deux éléments à 26 GHz, (b) plan H (Φ = 90°), (c) plan E (Φ = 0°)…….89

Figure. III. 16 : Coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880……...91

Figure. III. 17 : Coefficients de transmission (isolation) S_{12} et S_{21} de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880……...92

Figure. III. 18 : Rapport d'onde stationnaire (VSWR) de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880……...92

Figure. III. 19 : Gain maximal en fonction de la fréquence de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880……...93

Figure III.20 : Coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC) de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880……...93

Figure. III. 21 : Diagrammes de rayonnement 3D des éléments 1 et 2 de l'antenne MIMO (à 15.488 GHz)…….94

Figure. III. 22 : Diagrammes de directivité 3D des éléments 1 et 2 de l'antenne MIMO (à 15.488 GHz)…….94

Figure. III. 23 : Diagrammes de rayonnement 2D en gain (plans Phi=90° et Phi=0°) des éléments 1 et 2 de l'antenne MIMO à 15.4 GHz……..95

Figure III *24* Réseau MIMO à 4 éléments……..97

Figure III 25 (a) Réseau d'antennes MIMO à 4 éléments avec un substrat FR4...98

Figure III 25 (b) Structures des fentes introduites dans le plan de masse……..98

Figure III 26 Paramètres S du réseau MIMO à 4 éléments en fonction de la fréquence : **(a)** coefficients de réflexion, **(b)** coefficients de transmission……..99

Figure III 27 (a) Taux d'ondes stationnaires, **(b)** Gain du système MIMO à 2 éléments, **(c)** Coefficient de corrélation d'écartement (ECC)……101

Figure III 28 (a) Diagrammes de rayonnement en 3D du réseau MIMO à 4 éléments à 26 GHz, gain. **(b)** Diagrammes de rayonnement en 2D du réseau MIMO à 4 éléments à 26 GHz, plan H (Phi=90°), plan E (Phi=0°)…….103

Figure III 29 Implantation des composants de commutation (D1 - D4) sur le plan de masse sous CST…….104

Figure III 30 coefficients de réflexion (S11, S22) de l'état ON……...105

Figure III .31 : coefficients de réflexion (S_{11}, S_{22}) de l'état OFF…….105

Figure III 32 Le coefficient de transmission (couplage)……..106

Figure III.33 : Gain maximal en fonction de la fréquence pour l'état ON……..107

Figure III.34 : Gain maximal en fonction de la fréquence pour l'état OFF…….108

Figure III.35 : Directivité tridimensionnelle (3D) de la configuration MIMO (état ON) : (a) Antenne 1, (b) Antenne 2……110

Figure III.36 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 du réseau à f = 26 GHz, (a) Plan E (Phi = 90°), (b) Plan H (Phi = 0°)……...111

Figure III.37 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 à f = 33 GHz, (a) plan E (Phi = 90°), (b) plan H (Phi = 0°).[112]

Figure III 38 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 à f = 36,7 GHz, (a) Plan E (Phi = 90°), (b) Plan H (Phi = 0°)……113

Figure III 39 : Directivité tridimensionnelle (3D) de la configuration MIMO (état OFF) : (a) Antenne 1, (b) Antenne 2……...115

Figure III.40 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 du réseau à f = 26 GHz, (a) Plan E (Phi = 90°), (b) Plan H (Phi = 0°)……...115

Figure III.41 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 à f = 33 GHz, (a) Plan E (Phi = 90°), (b) Plan H (Phi = 0°)…….117

Figure III.42 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 à f = 36,7 GHz, (a) Plan E (Phi = 90°), (b) Plan H (Phi = 0°)……118

Liste des tableaux :

Tableau I 1 Comparaison des principales topologies d'antennes imprimées..... 14

Tableau I 2 Comparaison des techniques d'alimentation des antennes imprimées **[I.4] [I.27].** 19

Tableau. II 1 Comparaison des configurations d'antennes SISO, SIMO, MISO et MIMO……...56

Tableau. II 2 Panorama des domaines d'application des systèmes MIMO…….57

Tableau. III. 1 Cahier des charges de l'antenne élémentaire……..……72

Tableau. III. 2 Équations analytiques pour le dimensionnement de l'antenne patch circulaire……...……73

Tableau. III. 3 Dimensions calculées analytiquement de l'antenne élémentaire…73

Tableau. III. 4 Dimensions de l'antenne conventionnelle optimisée……..77

Tableau. III. 5 Comparaison des performances : Antenne circulaire FR-4 VS Rogers RT5880 ……..…….….83

Tableau. III. 6 Dimensions des fentes insérées sur le plan de masse ……..…85

Tableau. III. 7 Tableau comparatif entre FR-4 et Rogers RT5880 ……..…..96

Tableau. III. 8 Tableau de dimensions des fentes……..…….98

Tableau. III. 9 Caractéristiques du modèle électrique équivalent aux états ON et OFF……

…….104

Tableau III.10 : Comparaison du gain maximal du réseau MIMO à 2 éléments dans les états ON et OFF……109

Liste des abréviations :

LTE	Long Time Evolution
ECC	Envelope Correlation Coefficient
DG	Diversity Gain
IoT	Internet of Things
3GPP	3rd Generation Partnership Project
eMBB	Enhanced Mobile Broadband
mMTC	Massive Machine Type Communications
URLLC	Ultra-Reliable Low Latency Communications
SISO	Single Input Single Output
SIMO	Single Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MIMO	Multiple Input Multiple Output
CST	Computer Simulation Technology
CST MWS	Computer Simulation Technology Microwave Studio
FDTD	Finite Difference Time Domain
FEM	Finite Element Method
IMT	International Mobile Telecommunications
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
FET	Field-Effect Transistor
PCB	Printed Circuit Board

SNR	Signal-to-Noise Ratio (Rapport Signal sur Bruit)
STC	Space-Time Coding
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MU-MIMO	Multi-User MIMO
FIT	Finite Integration Technique
NR	New Radio (5G NR)

INTRODUCTION GÉNÉRALE :

Introduction Générale

Le secteur des télécommunications sans fil évolue à un rythme soutenu depuis le début du troisième millénaire. L'essor fulgurant des services multimédias mobiles, de l'Internet des objets (IoT) et de la télémédecine a engendré une demande croissante en termes de débit et de qualité de service, dépassant largement les capacités des générations précédentes. C'est dans ce contexte que les réseaux mobiles 5G ont été normalisés par le 3GPP (3rd Generation Partnership Project) dans le cadre du programme IMT-2020 (International Mobile Telecommunications), autour de trois grandes familles d'usage : le haut débit mobile amélioré (eMBB : Enhanced Mobile Broadband), les communications massives entre machines (mMTC : massive Machine Type Communications) et les transmissions ultra-fiables à faible latence (uRLLC : ultra Reliable Low Latency Communications).

Pour atteindre ces objectifs ambitieux, la 5G s'appuie sur la technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output), qui permet de démultiplier les flux de données indépendants sur un même canal et à la même fréquence, générant ainsi des gains de capacité spectrale considérables. Associée aux bandes millimétriques et aux réseaux à antennes massives, elle constitue le moteur technologique central des systèmes de nouvelle génération.

La conception des éléments rayonnants destinés à ces systèmes soulève toutefois des défis majeurs. La multiplicité des bandes d'exploitation allouées à la 5G, de 700 MHz à plus de 52 GHz, impose une agilité spectrale qu'une antenne passive à géométrie fixe ne peut offrir seule. De surcroît, l'intégration de plusieurs éléments rayonnants dans un terminal de dimensions réduites exige une isolation inter-éléments rigoureuse afin de limiter le couplage électromagnétique mutuel, qui dégrade directement les performances MIMO.

Le concept d'antennes reconfigurables s'impose comme une réponse technologique adaptée : en permettant la modification électronique de la fréquence de résonance, de la polarisation ou du diagramme de rayonnement grâce à des composants actifs commutables, une structure rayonnante unique peut s'adapter dynamiquement à différents scénarios de communication sans altération de son enveloppe physique.

C'est dans cette perspective que s'inscrit le présent mémoire, qui vise à concevoir, modéliser et analyser des antennes MIMO reconfigurables pour les applications 5G, en

s'appuyant sur la simulation électromagnétique à pleine onde sous CST Microwave Studio. Une progression méthodique a été adoptée, depuis le dimensionnement de l'antenne élémentaire jusqu'à l'évaluation de configurations multi-éléments, en passant par l'intégration des mécanismes de reconfigurabilité.

Le mémoire est organisé en trois chapitres complémentaires :

Le premier chapitre pose les bases théoriques des antennes imprimées : principe de fonctionnement basé sur les champs de frange et le modèle de cavité résonnante, topologies principales (patch micro-ruban, antenne a fente, dipôle imprimé, PIFA et IFA), techniques d'alimentation et d'adaptation d'impédance, ainsi que les paramètres radioélectriques essentiels tels que le coefficient de réflexion S_{11}, le gain, l'efficacité de rayonnement, la polarisation et le rapport avant-arrière. La seconde partie du chapitre est consacrée aux antennes reconfigurables : définition, types de reconfigurabilité en fréquence, en polarisation, en diagramme et en mode combiné, ainsi que les technologies de commutation associées, notamment les composants actifs (varactors, les MEMS radiofréquences) avec leurs stratégies d'intégration dans les systèmes 5G.

Le second chapitre est consacré aux systèmes MIMO et à leur intégration dans l'écosystème 5G. On y expose la modélisation matricielle du canal de propagation et la formule de capacité de Foschini-Gans, l'architecture générale d'un système MIMO, ainsi que les techniques de traitement du signal associées : multiplexage spatial, modulation OFDM, beamforming analogique et numérique, et codage spatio-temporel (STBC et STTC). Une comparaison systématique des configurations SISO, SIMO, MISO et MIMO situe chaque architecture dans son domaine d'application optimal. Le chapitre aborde également le MIMO massif, la bande millimétrique et les réseaux 5G, incluant leur architecture, leurs domaines d'application dans les villes intelligentes, l'industrie connectée et la télésanté, ainsi qu'une analyse de leurs avantages et limites actuelles.

Le troisième chapitre constitue le cœur applicatif de ce mémoire. Après une présentation de l'environnement CST Microwave Studio et des conditions de simulation retenues, on procède au dimensionnement de l'antenne élémentaire selon un cahier des charges, puis à l'étude paramétrique et à l'intégration de fentes pour étudier l'adaptation de l'antenne à la fréquence de résonance de 26 GHz et les propriétés de rayonnement. La reconfigurabilité fréquentielle est étudiée à travers les diodes PIN. Les configurations MIMO à deux éléments et à quatre éléments sont conçues et évaluées au regard des paramètres S,

de l'isolation inter-éléments, du coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC-Enveloppe de Corrélation) et du gain de diversité (DG). Une étude comparative entre toutes les configurations proposées met en lumière les compromis entre compacité, diversité spatiale et l'isolement mutuel, avant une discussion critique des limites du travail et des perspectives d'amélioration.

L'ensemble des résultats présentés repose sur des simulations numériques. La fabrication de prototypes et leur caractérisation expérimentale en chambre anéchoïque constituent la perspective la plus directe pour prolonger ce travail et en valider la portée pratique.

Chapitre I : Antennes imprimées reconfigurable

I. 1. Introduction :

Les antennes constituent l'interface physique indispensable entre les circuits électroniques d'un système de communication et le milieu de propagation électromagnétique. Leur rôle est de convertir efficacement l'énergie électrique guidée en ondes électromagnétiques rayonnées (émission), et, réciproquement, de capter l'énergie rayonnée pour la convertir en signal électrique (réception). La qualité de cette interface détermine en grande partie les performances globales du système de communication, notamment son bilan de liaison, sa couverture et son efficacité spectrale **[I.3]**.

Depuis les travaux pionniers de Deschamps en 1953 **[I.1]** et les premières réalisations pratiques de Munson en 1974 **[I.2],** les antennes imprimées (ou microstrip antennas) ont connu un essor remarquable qui ne se dément pas à ce jour. Leur profil faible, leur légèreté, leur compatibilité avec les procédés de fabrication des circuits imprimés (PCB) et leur aptitude à l'intégration monolithique en font la topologie de référence pour la très grande majorité des applications sans fil : téléphonie mobile, Wi-Fi, Bluetooth, GPS, radar, systèmes embarqués et, plus récemment, équipements 5G et futurs systèmes 6G **[I.3] [I.4].**

L'avènement des réseaux mobiles de cinquième génération (5G) impose de nouvelles contraintes aux antennes des équipements terminaux et des stations de base. La multiplicité des bandes de fréquences allouées de 700 MHz à 52,6 GHz, la coexistence de plusieurs standards de communication, et la nécessité d'adapter dynamiquement le comportement radioélectrique de l'antenne aux conditions variables du canal de propagation ont conduit à l'émergence du concept d'antenne reconfigurable **[I.5]**.Ces antennes sont capables de modifier électroniquement leurs caractéristiques : fréquence de résonance, bande passante, polarisation ou diagramme de rayonnement sans nécessiter de changement physique de la structure **[I.5]**.

Ce chapitre présente une étude approfondie des antennes imprimées et de leur extension vers les structures reconfigurables. Nous commencerons par décrire le principe de fonctionnement et la structure générale d'une antenne imprimée, avant de passer en revue les principales topologies, les techniques d'alimentation et d'adaptation d'impédance, et les paramètres radioélectriques caractéristiques. Nous examinerons ensuite les avantages et les limites de la technologie micro-ruban, pour conclure par une présentation détaillée des différentes formes de reconfigurabilité et de leurs technologies d'implémentation dans le contexte des communications mobiles 5G.

I. 2. Description d'une antenne imprimée :

Une antenne micro-ruban (microstrip antenna) est constituée, dans sa forme la plus élémentaire, d'un élément rayonnant métallique conducteur (le patch) déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, lui-même reposant sur un plan de masse conducteur couvrant entièrement sa face inférieure **[I.6]**. Le patch est alimenté par une ligne de transmission micro-ruban ou par une sonde coaxiale, et l'énergie électromagnétique se concentre principalement dans la couche diélectrique comprise entre le patch et le plan de masse **[I.4]**.

Le rayonnement est principalement dû aux champs de frange (fringing fields) qui apparaissent aux bords ouverts du patch, là où les lignes de champ électrique se recourbent et pénètrent dans l'espace libre **[I.6]**. Dans le modèle de la cavité résonnante (cavity model), le patch se comporte comme une cavité résonnante avec des parois magnétiques sur les bords ouverts et des parois électriques sur le plan de masse et sur la surface supérieure du patch **[I.7]**. Le rayonnement est assimilé à celui de deux fentes de rayonnement virtuelles, séparées de la longueur L du patch, qui fonctionnent en phase et produisent un lobe principal perpendiculaire au plan du patch (rayonnement broadside) **[I.6] [I.7]**.

La structure d'une antenne patch ainsi que ses deux modèles physiques d'analyse (cavité et fentes) est représentée sur la figure suivante (Figure I.1).

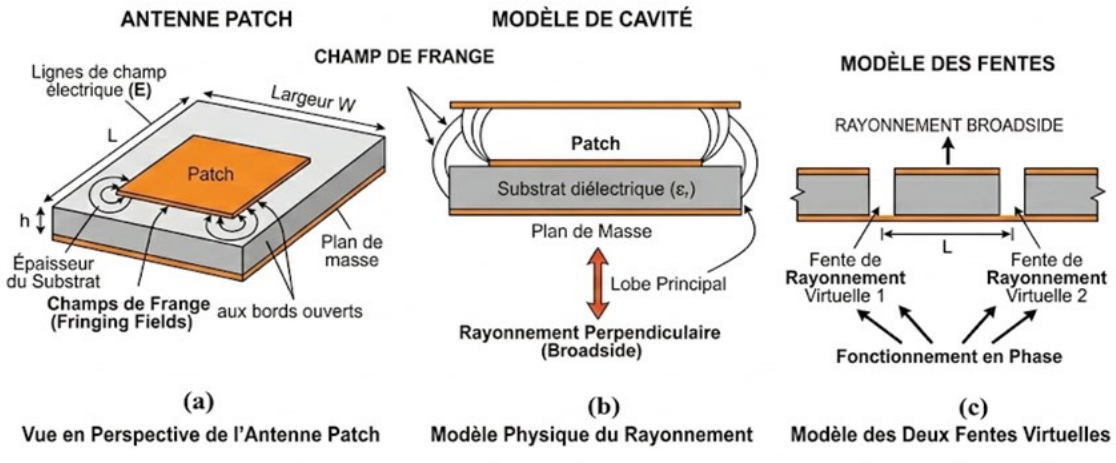


Figure I.1 : Structure d'une antenne patch et ses modèles physiques d'analyse. (cavité et fentes)

Avec : L = Longueur du patch. t = épaisseur du patch.

W = Largeur du patch. h = épaisseur du substrat.

εr = permittivité relative (ou constante diélectrique).

I. 2.1. Patch (Metal) :

Généralement fabriqué en cuivre, le patch constitue l'élément rayonnant responsable de l'émission d'ondes électromagnétiques et se présente sous différentes formes selon la figure I.2. En pratique, le patch métallique est une surface en cuivre exposée, bien qu'il puisse parfois être recouvert par un masque de soudure **[I.11]**.

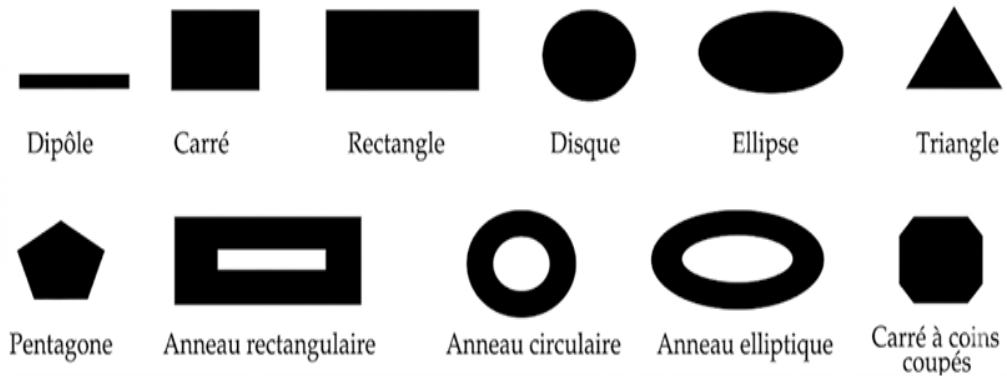


Figure I.2: Différentes formes d'antennes patch.

I .2.2 Substrat diélectrique (a dielectric substrate) :

Le substrat diélectrique constitue une couche isolante non conductrice qui assure le maintien mécanique du patch métallique. Généralement réalisé à partir du matériau du circuit imprimé (PCB), il est caractérisé par sa permittivité relative (εr) et son épaisseur (h), deux paramètres fondamentaux déterminés en fonction de la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Ces propriétés jouent un rôle déterminant dans les performances globales de l'antenne, notamment en influençant la bande passante, le rendement ainsi que les pertes diélectriques **[I.11]**.

I .2.3 Plan de masse :

Il est constitué d'une plaque métallique conductrice continue située sur la face opposée du substrat, généralement de dimensions supérieures à celles du patch. Le plan de masse joue un rôle essentiel en agissant comme un réflecteur, assurant ainsi une propagation efficace du rayonnement vers l'espace libre.

I. 3 Types d'antennes imprimées :

Les antennes imprimées englobent plusieurs catégories principales, chacune présentant des caractéristiques adaptées à des applications spécifiques **[I.3]**, notamment les antennes patch, les antennes à fente(slot), les dipôles imprimés, les antennes PIFA/IFA ...

La classification peut être effectuée selon la forme de l'élément rayonnant, le type de rayonnement ou le mode de résonance exploité.

I. 3.1 Antenne Micro-ruban (Patch) :

Ces dernières années, les antennes micro-ruban ont gagné en popularité dans la conception des systèmes de communication sans fil, en raison de leur potentiel de miniaturisation et de leur profil bas. Les antennes micro-ruban traditionnelles se composent généralement d'un patch conducteur imprimé sur une face d'un substrat diélectrique, avec un plan de masse sur l'autre face, et sont alimentées soit par une ligne micro-ruban, soit par une sonde coaxiale**. [I.12]**

Elles offrent plusieurs avantages par rapport aux autres types d'antennes, notamment leur légèreté, leur simplicité de fabrication, leur coût abordable et leur facilité d'intégration avec des circuits intégrés monolithiques à micro-ondes « MMICs » (Monolithic Microwave Integrated Circuits)**. [I.12] [I.13]**

Cependant, malgré ces avantages, les antennes micro-ruban présentent certaines limites significatives. En particulier, elles se caractérisent par une bande passante d'impédance étroite, des pertes élevées dans le réseau d'alimentation, une faible isolation de polarisation croisée ainsi qu'une capacité limitée de gestion de puissance. De plus, leur fonctionnement est généralement de nature résonante, ce qui restreint leur utilisation à bande étroite**. [I.13]**

Dans ce contexte, les antennes micro-ruban ultra-large bande « UWB » (Ultra-Wide Band) ont suscité un intérêt croissant en raison de leurs performances améliorées par rapport aux antennes traditionnelles telles que les antennes à réflecteur, a cornet, a fente ou filaires. Par conséquent, de nombreuses recherches ont été menées pour améliorer les performances des antennes micro-ruban, notamment en termes de bande passante et de gain, pour des applications telles que les communications en ondes millimétriques, le WiMax, le WLAN (Wireless Local Area Network) et les systèmes UWB **[I.13]**.

Une vue latérale de l'antenne patch est illustrée sur la figure suivante (Figure I.3).

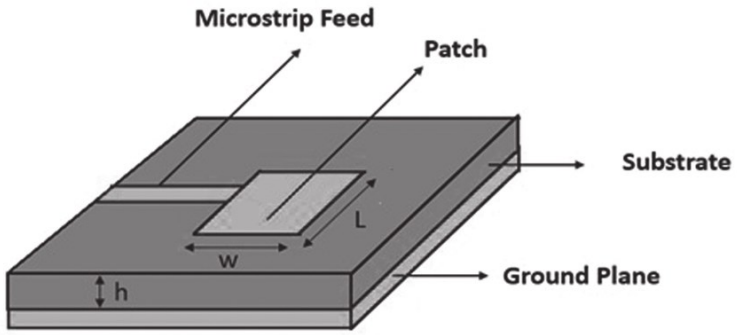


Figure I. 3: Vue latérale de l'antenne patch.

I. 3.2 Antenne a fente (slot antenna) :

L'antenne a fente (ou slot antenna) est une structure d'antenne imprimée largement utilisée dans les systèmes de communication micro-ondes et millimétriques. Elle est généralement réalisée par l'ouverture d'une fente dans un plan conducteur, permettant le rayonnement électromagnétique lorsqu'elle est excitée par une source appropriée. **[I.14] - [I.16]**.

Les antennes à fente présentent plusieurs avantages, notamment leur structure plane, leur faible encombrement, leur légèreté, ainsi que leur compatibilité avec les circuits imprimés. De plus, l'utilisation de substrats relativement épais permet d'améliorer l'efficacité du rayonnement et d'élargir la bande passante, en particulier dans les structures intégrées **[I.14] [I.15]**.

Le principe de fonctionnement de ces antennes repose sur l'excitation de la fente à l'aide de différentes techniques d'alimentation. Plusieurs formes de fentes ont été proposées dans la littérature, telles que les fentes couplées capacitivement ou inductivement, les stubs ouverts, les anneaux fendus et les boucles de fente, permettant d'adapter les caractéristiques de rayonnement ainsi que la réponse en fréquence **[I.14] [I.16].**

Dans certaines configurations, notamment les antennes imprimées conformes utilisées dans les systèmes radar et de communication mobile, la fente peut être modélisée comme un dipôle magnétique tangentiel situé sur la surface conductrice, ce qui facilite l'analyse et l'optimisation de ses performances électromagnétiques.

Les différents types d'antennes à fente sont présentés sur la figure suivante (Figure I.4).

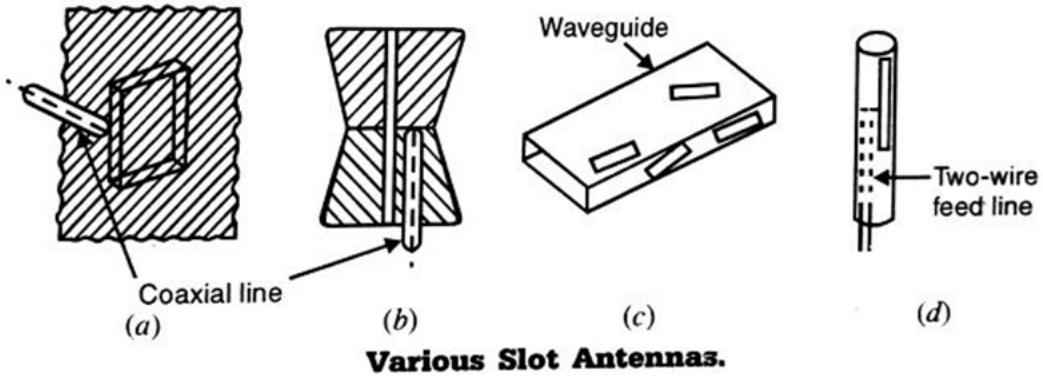


Figure I. 4: Différents types d'antennes fentes.

I. 3.3 Antennes à fil imprimé (dipôle et monopole imprimés) :

Les dipôles imprimés et les monopôles imprimés constituent des structures d'antennes largement utilisées dans les systèmes de télécommunications modernes, en raison de leur simplicité et de leur facilité d'intégration sur un substrat diélectrique. Réalisées par gravure sur le circuit imprimé (PCB), ces antennes sont compatibles avec les circuits de micro-ondes et les systèmes intégrés **[I.20]**.

Le dipôle imprimé est une structure fondamentale composée de deux bras conducteurs symétriques alimentés en leur centre. Son fonctionnement repose sur le phénomène de résonance, avec une longueur totale généralement égale à λ/2, ce qui permet un rayonnement efficace de type bidirectionnel **[I.19]**.

Une antenne dipôle repliée est illustrée sur la figure suivante (Figure I.5).

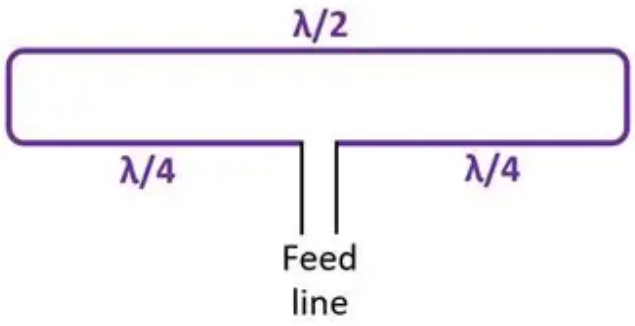


Figure I. 5: Antenne dipôle repliée.



Figure I. 6 : Différents types d'antennes dipôle imprimées.

Le monopôle imprimé (Figure I.7), alimenté à une seule extrémité et associé à un plan de masse, présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel en azimut, le rendant particulièrement adapté aux applications de communications mobiles **[I.3] [I.17].** Il se distingue également par sa structure compacte, son faible coût et sa facilité d'adaptation à une impédance standard de {50 ohms} **[I.17] [I.18].**



Figure I. 7 : Antenne monopole.

Enfin, des techniques de miniaturisation, telles que les structures à méandres (meander line), permettent de réduire la taille physique de l'antenne tout en conservant ses propriétés de résonance **[I.20]**.

I. 3.4 Antennes PIFA et IFA :

Parmi les topologies d'antennes imprimées destinées aux équipements portables, la PIFA (Planar Inverted-F Antenna) se distingue par sa capacité à concilier une empreinte réduite, une efficacité de rayonnement acceptable en présence du corps humain et une intégration directe dans les terminaux mobiles **[I.20] [I.21]**. Son adoption dans les

smartphones depuis les années 1990 s'explique par l'adéquation entre ses propriétés électromagnétiques et les contraintes industrielles **[I.21].**

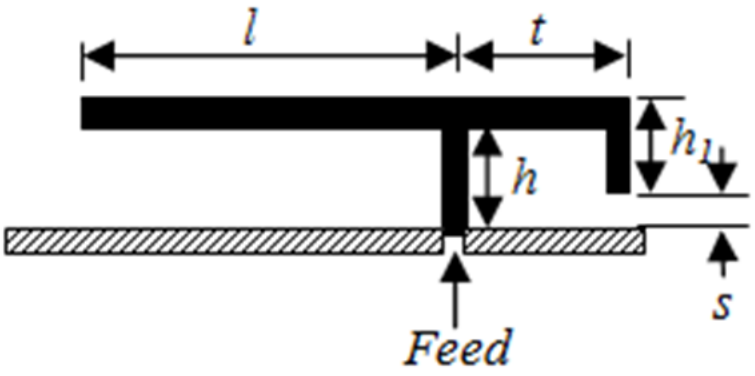


Figure I. 8: Antenne en F inversé de base (IFA).

Sur le plan structurel, la PIFA (Figure I.9) dérive du monopole à quart d'onde via une transformation en IFA (Inverted-F Antenna), puis par le remplacement du bras horizontal par un patch plan de dimensions {L × W} **[I.20]**. Elle comprend un plan de masse, un patch à hauteur h, une bande de court-circuit et un point d'alimentation positionné de manière optimale **[I.21]**. La condition de résonance impose un chemin électrique de $\{L + W = \lambda_{eff}/4\}$, réduisant la taille par rapport au patch classique $\{\lambda_{eff}/2\}$ **[I.20] [I.21].** L'adaptation à 50 Ω est obtenue en ajustant la position du court-circuit (résistance) et celle de l'alimentation (réactance) **[I.20] [I.21].**

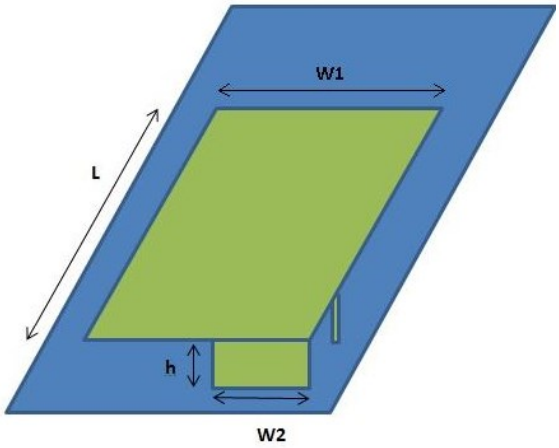


Figure I. 9: Planar Inverted F Antenna.

Le plan de masse agit comme un écran orientant le rayonnement et limitant l'interaction avec les tissus, assurant une stabilité d'impédance **[I.21]**. Pour les applications multi-bandes, l'ajout de fentes permet de générer plusieurs résonances couvrant LTE, Wi-Fi et 5G sub-6 GHz **[I.20]**. La reconfigurabilité peut être assurée par des diodes PIN permettant

un changement rapide de bande **[I.20] [I.21]**. L'IFA filaire, bien que pertinente pour des applications à faible coût (IoT, RFID), reste moins adaptée aux terminaux modernes en raison de son encombrement et de sa sensibilité aux perturbations **[I.20]**.

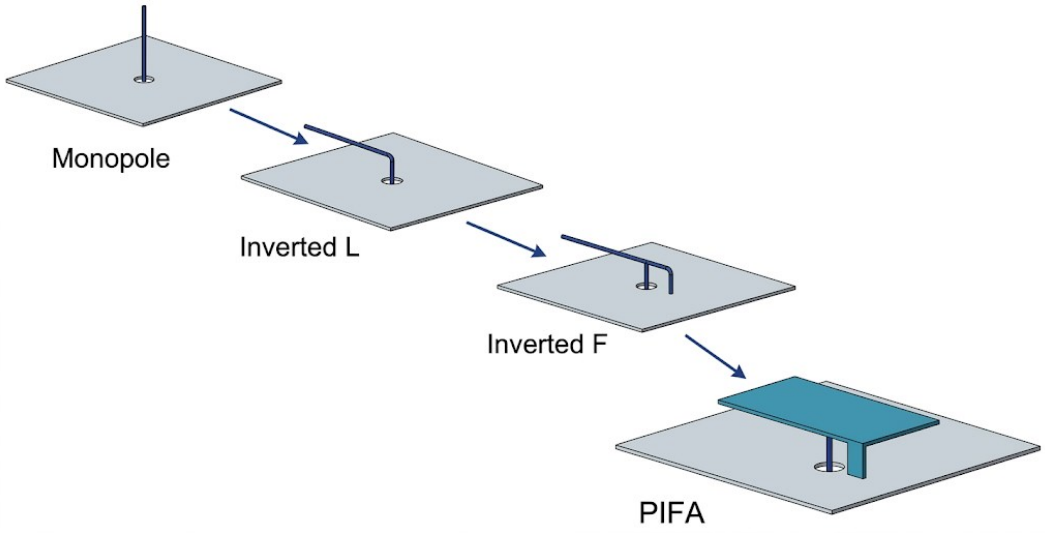


Figure I. 10 : monopole classique est passé par plusieurs étapes évolutives, l'IFA étant la troisième étape, précédant immédiatement le PIFA.

I. 3.5 Comparaison des Topologies :

Tableau I 1 Comparaison des principales topologies d'antennes imprimées **[I.3] [I.20] [I.22]**.

Topologie	Gain (dBi)	Bande passante relative	Polarisation	Application typiques
Patch circulaire	6-7	1-4%	Circ. (bonne pureté)	GPS, satellite
Fente(slot)	2-5	5-20%	Linéaire	UWB, WLAN,5G
Dipôle imprimé	2-4	5-15%	Linéaire	RFID, IoT
PIFA	0-3	3-12%	Linéaire	Mobile
Monopole micro ruban	3-5	5-20%	Linéaire	5G mmWave

I. 4 Techniques d'Alimentation :

La technique d'alimentation d'une antenne imprimée constitue un paramètre de conception fondamental, car elle conditionne directement l'impédance d'entrée, la bande passante, la pureté de polarisation, l'amplitude du rayonnement parasite et la facilité d'intégration avec les circuits actifs environnants **[I.4]**.

Le choix d'une technique plutôt qu'une autre repose sur un compromis entre les performances recherchées et les contraintes de fabrication propres à chaque application **[I.23].** Quatre méthodes principales ont été normalisées et sont couramment employées dans les antennes imprimées pour les systèmes de communications sans fil.

I. 4.1 Alimentation par Ligne Micro-ruban (Edge Feed) :

L'alimentation par ligne micro-ruban (Figure I.11) consiste à connecter directement une ligne de transmission planaire au bord du patch rayonnant. C'est la méthode la plus répandue en raison de sa simplicité de réalisation : l'ensemble du circuit — ligne et patch — est gravé en une seule opération photolithographique sur le même substrat, sans aucun perçage ni soudure **[I.23]**.

L'impédance présentée au bord du patch étant nettement supérieure à 50 Ω, une encoche rectangulaire (insert feed) est taillée dans le patch depuis son bord alimenté afin de réduire l'impédance vue par la ligne jusqu'à la valeur souhaitée. La profondeur de cette encoche est le paramètre de réglage principal **[I.9]**.

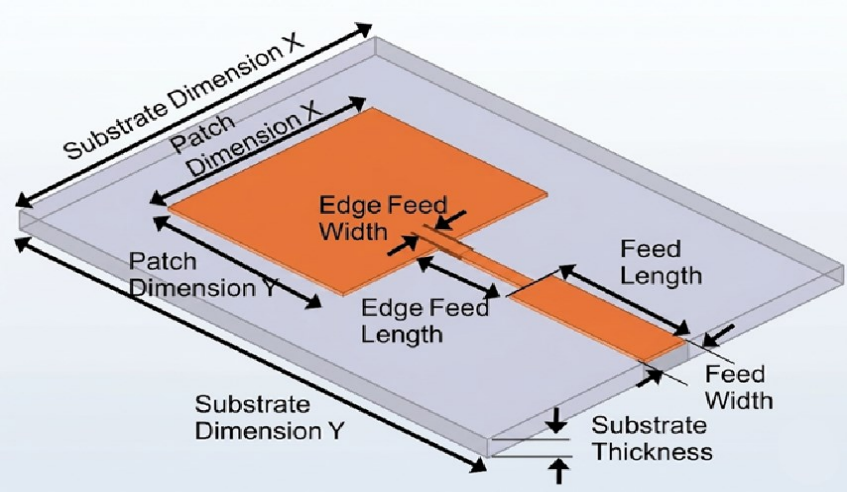


Figure I. 11: Alimentation par ligne micro-ruban (EDGE FEED).

Les caractéristiques essentielles de cette technique peuvent être résumées comme suit :

- **Avantages :** Intégration planaire totale, compatibilité avec les procédés PCB standard, aucune connexion galvanique externe nécessaire, facilité de prototypage rapide **[I.4]**.
- **Inconvénients :** Rayonnement parasite de la ligne non négligeable, bande passante relative limitée (2–5%), légère perturbation du diagramme de rayonnement induite par la présence de la ligne **[I.4] [I.9]**.
- **Applications :** Antennes de prototypage, systèmes à faible complexité, configurations où la pureté de polarisation n'est pas critique **[I.4]**.

I. 4.2 Alimentation par Sonde Coaxiale (Probe Feed) :

L'alimentation par sonde coaxiale (Figure I.12) repose sur l'introduction d'un conducteur cylindrique, le conducteur central du câble coaxial, à travers le plan de masse et le substrat diélectrique jusqu'à la face supérieure du patch. Le point de contact sur le patch est soigneusement positionné pour que l'impédance d'entrée vue par la ligne d'alimentation coaxiale soit égale à {50 Ω} **[I.20]**. Cette méthode offre plusieurs avantages par rapport à l'alimentation par ligne, en particulier une réduction significative du rayonnement parasite, puisque la ligne d'alimentation est entièrement confinée sous le plan de masse et ne rayonne pas dans le demi-espace supérieur **[I.9]**.

En contrepartie, la sonde se comporte électriquement comme une inductance en série avec le port d'alimentation, dont la valeur croît avec l'épaisseur du substrat et la fréquence. Pour les substrats épais ou les fréquences élevées, cette inductance doit être compensée, typiquement par l'ajout d'un condensateur shunt ou par un patch partiellement court-circuité **[I.24]**.

Les caractéristiques essentielles de cette technique sont :

- **Avantages :** faible rayonnement parasite, grande liberté de positionnement du point d'alimentation sur le patch, compatible avec les connecteurs SMA standards **[I.24]**.
- **Inconvénients :** nécessite de percer le substrat et le plan de masse, inductance série parasite difficile à compenser à haute fréquence, fabrication plus complexe que l'alimentation par ligne **[I.4] [I.24]**.

- **Applications :** antennes à montage sur boîtier, configurations empilées (stacked patches), réseaux d'antennes nécessitant une haute isolation entre ports d'alimentation **[I.9]**.

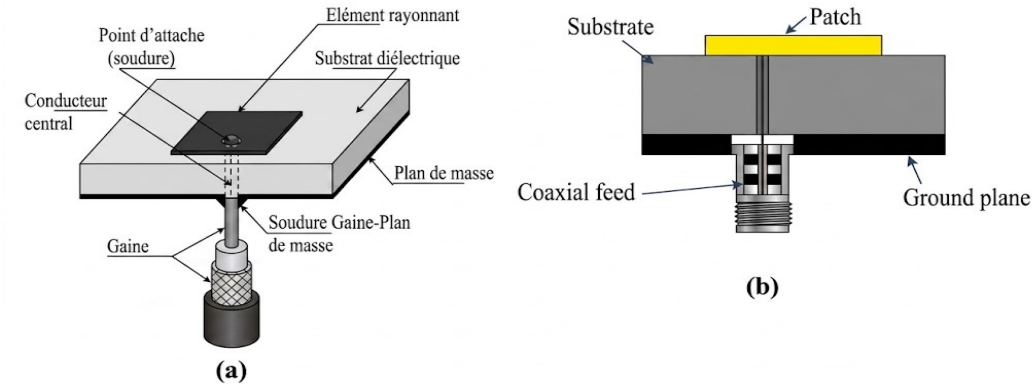


Figure I. 12 : Antenne imprimée alimentée par sonde coaxiale.

I. 4.3 Alimentation par Couplage par Proximité (Proximity Coupling) :

L'alimentation par couplage par proximité (Figure I.13) (proximity-coupled feed) exploite le transfert d'énergie électromagnétique par champ proche entre une ligne micro-ruban et le patch, sans qu'il existe de contact galvanique entre les deux. La ligne d'alimentation est imprimée sur la face inférieure d'un substrat, et le patch est déposé sur la face supérieure d'un second substrat disposé par-dessus. L'énergie se transfère de la ligne vers le patch par couplage capacitif et inductif au niveau de la zone de chevauchement **[I.25]**.

L'indépendance entre les deux substrats constitue l'atout principal de cette configuration : il est possible de choisir un substrat de faible permittivité et de faibles pertes pour la ligne d'alimentation (afin de limiter les pertes de propagation), et un substrat d'épaisseur plus grande pour le patch (afin d'augmenter la bande passante), sans que les deux contraintes entrent en conflit **[I.27]**. La bande passante relative obtenue avec cette technique est de l'ordre de 13%, soit deux à trois fois celle de l'alimentation directe, ce qui la rend intéressante pour les applications multi-porteuses **[I.27]**.

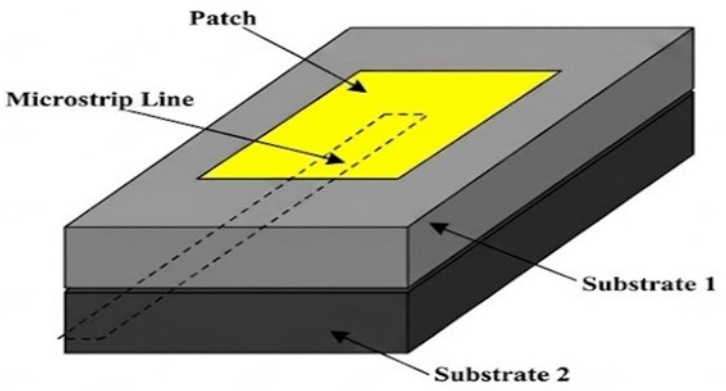


Figure I. 13 Antenne imprimée alimentée par couplage par proximité.

Résumé des caractéristiques :

- **Avantages :** Bande passante élargie, très faible rayonnement parasite, substrats optimisables indépendamment **[I.25] [I.27]**.
- **Inconvénients :** Structure multicouche plus complexe à fabriquer, alignement précis requis entre les deux couches, coût de production plus élevé **[I.4]**.
- **Applications :** Réseaux d'antennes à large bande, systèmes embarqués nécessitant de faibles pertes d'alimentation **[I.25]**.

I.4.4 Alimentation par Fente (Aperture-Coupled Feed) :

L'alimentation par fente (Figure I.14) (aperture-coupled feed) est la technique qui réalise la séparation la plus complète entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnant. Une fente rectangulaire est découpée dans le plan de masse, et le couplage électromagnétique s'établit entre la ligne micro-ruban, placée sur la face inférieure du substrat d'alimentation, et le patch, imprimé sur la face supérieure d'un second substrat. Les deux couches sont physiquement et galvaniquement isolées par le plan de masse **[I.25]**.

Cette séparation confère à la technique une isolation galvanique très élevée, de l'ordre de 40 dB, entre le circuit d'alimentation et le circuit rayonnant. Elle supprime également toute possibilité de couplage direct entre les harmoniques de la ligne et le diagramme de rayonnement **[I.26]**. La bande passante atteignable avec cette configuration se situe entre {15 et 20 %}, et peut être encore augmentée par empilement de patches ou par optimisation de la fente. Ces performances en font la technique d'alimentation de référence pour les réseaux d'antennes Massive MIMO en bandes sub-6 GHz et pour les configurations mmWave à haute intégration avec des circuits monolithiques (MMICs) **[I.26]**.

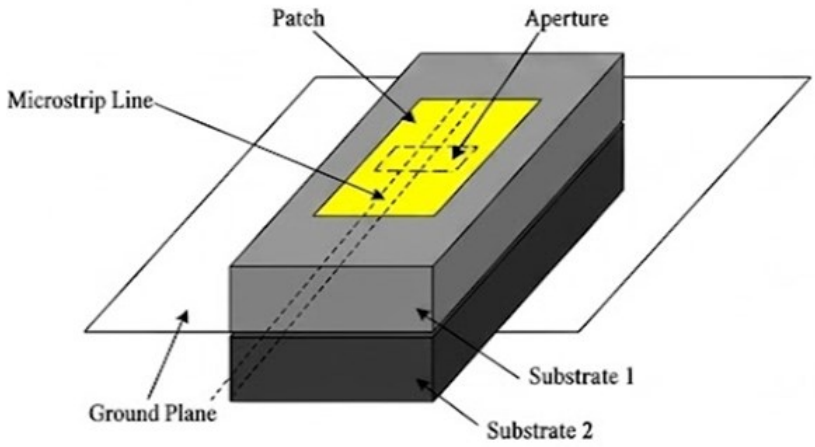


Figure I. 14: Antenne imprimée alimentée par fente.

Résumé des caractéristiques:

- **Avantages :** bande passante 15–20 %, isolation galvanique maximale (~40 dB), excellente pureté de polarisation, compatible avec les MMIC **[I.25] [I.26]**.
- **Inconvénients :** structure triple couche la plus complexe à réaliser, alignement critique entre la fente et la ligne, épaisseur totale plus importante **[I.4]**.
- **Applications :** réseaux Massive MIMO, systèmes mmWave, antennes à haute pureté de polarisation **[I.26]**.

I. 4.5 Comparaison des techniques d'alimentation :

Tableau I 2 Comparaison des techniques d'alimentation des antennes imprimées **[I.4] [I.27].**

Technique	BP	Fab	Rayonnement parasite	Application
Ligne micro ruban	2-5%	Simple	Élevé	Antenne simple, prototype
Sonde coaxiale	2-5%	Moyenne	Faible	Antenne a montage SMA
Proximité	10-13%	Complexe	Très faible	Réseau large bande

Fente (aperture)	15-20%	Complexe	Très faible	MIMO, mmWave, réseau

I. 5 Techniques d'Adaptation d'impédance :

L'adaptation d'impédance entre la ligne d'alimentation et l'antenne constitue l'une des étapes les plus déterminantes de la conception d'une antenne imprimée. Une désadaptation se traduit par une élévation du coefficient de réflexion {S_{11}}, une réduction de la puissance transférée à l'antenne et, par conséquent, une dégradation du bilan de liaison du système entier **[I.23]**.

L'objectif est d'assurer que l'impédance d'entrée vue par la source, généralement 50 Ω, soit égale au conjugué de l'impédance d'entrée de l'antenne à la fréquence de travail. Plusieurs techniques passives, entièrement planaires et compatibles avec la technologie PCB, permettent d'atteindre cet objectif.

I.5.1 Transformateur Quart d'Onde :

Le transformateur quart d'onde (Figure I.15) est la technique d'adaptation la plus directe pour les antennes présentant une impédance d'entrée réelle à la résonance. Un tronçon de ligne de transmission, dont la longueur électrique est égale à (λ/4) à la fréquence centrale et dont la valeur d'impédance caractéristique est calculée comme la moyenne géométrique des deux impédances à relier, est intercalé entre la ligne {50 Ω} et l'entrée de l'antenne **[I.28]**.

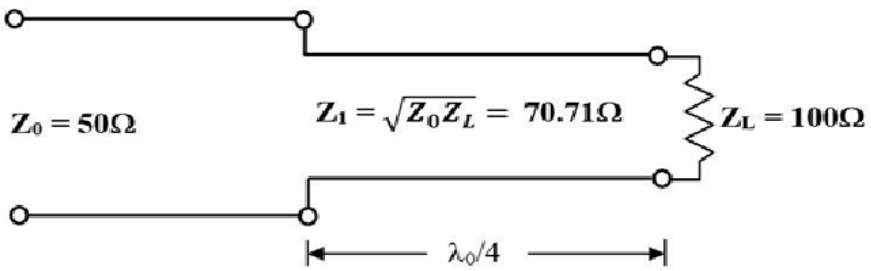


Figure I. 15: Circuit de base pour l'adaptation d'impédance par ligne quart d'onde.

Points clés:

- **Principe :** l'impédance vue à l'entrée d'un tronçon *λ/4* est égale au carré de son impédance caractéristique, divisé par l'impédance de charge. En choisissant :

$$Z_1 = \sqrt{(Z_0 Z_L)} \quad (I.1)$$

Où :

- $\mathbf{Z_1}$: Impédance caractéristique de la section du transformateur d'adaptation.
- $\mathbf{Z_0}$: Impédance caractéristique de la ligne de transmission d'entrée (généralement 50 Ω).
- $\mathbf{Z_L}$: Résistance/impédance d'entrée réelle de la charge ou du composant d'antenne à adapter.

On obtient une adaptation parfaite à la fréquence centrale **[I.28]**.

- **Bande passante :** limitée à {±10 %} autour de la fréquence centrale. Pour les antennes multi-bandes, des transformateurs en cascade (double section) permettent d'élargir la bande **[I.29]**.
- **Avantages :** entièrement planaire, sans élément discret, sans perte pour les lignes idéales, simple à concevoir et à optimiser **[I.28]**.
- **Limites** : efficace uniquement lorsque l'impédance de charge est réelle, ce qui n'est le cas qu'à la fréquence de résonance exacte **[I.23]**.

I. 5.2 Encoche d'Alimentation (Inset Feed) :

L'encoche d'alimentation (Figure I.16) est la technique d'adaptation la plus répandue pour les antennes patch alimentées par ligne micro-ruban. Elle consiste à pratiquer une entaille rectangulaire symétrique dans le patch depuis le bord alimenté, de manière à déplacer le point d'alimentation vers l'intérieur du patch là où l'impédance est plus faible **[I.9]**.

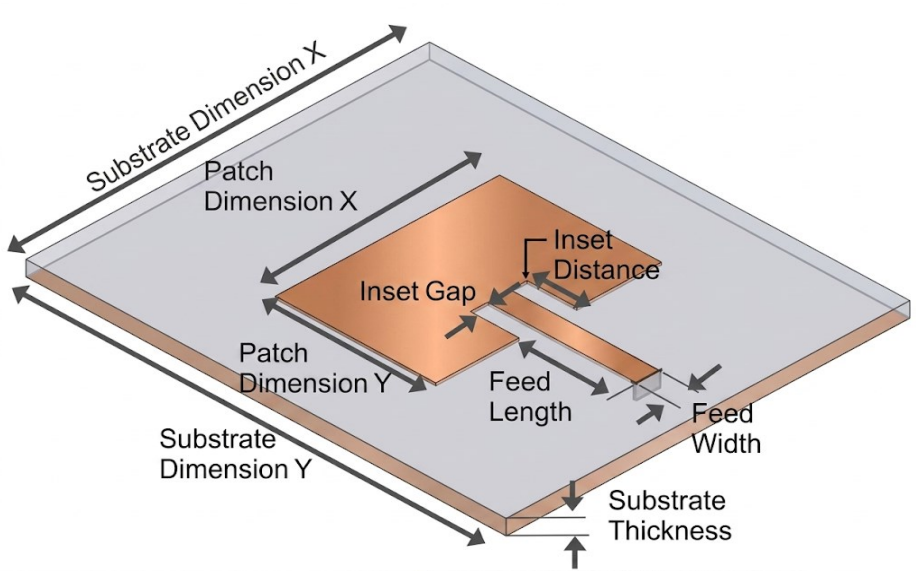


Figure I. 16 : Paramètres géométriques d'une antenne patch alimentée par encoche (Inset Feed).

Points clés :

- **Principe :** l'impédance d'entrée du patch décroît de façon caractéristique lorsque le point d'alimentation se déplace du bord vers le centre. La profondeur de l'encoche est le paramètre d'ajustement qui permet d'atteindre {50 Ω} **[I.9]**.
- **Avantages :** entièrement planaire, aucun élément discret, fabrication en une seule opération de gravure avec le reste de la structure **[I.8]**.
- **Limites :** la découpe modifie légèrement la distribution des courants et peut perturber le diagramme de rayonnement ainsi que la fréquence de résonance. Une optimisation itérative par simulation est nécessaire **[I.8] [I.9]**.

I. 5.3 Stubs d'Adaptation :

Un stub est un tronçon de ligne de transmission connecté en dérivation ou en série sur la ligne d'alimentation, dont l'impédance d'entrée est purement réactive. En choisissant convenablement la longueur et la position du stub, on sait que sa réactance compense exactement la partie imaginaire de l'impédance de charge, réalisant ainsi l'adaptation **[I.29]**.

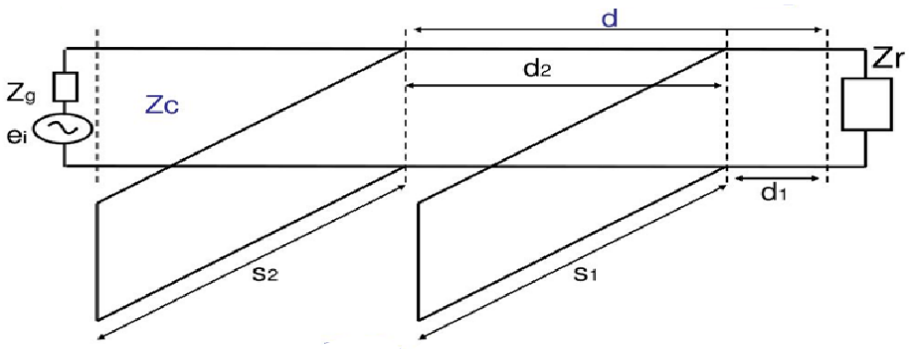


Figure I. 17: Schéma électrique équivalent d'un réseau d'adaptation par double stub (Double-Stub Tuner).

Points clés :

- **Stub unique :** simple à concevoir, mais l'adaptation n'est garantie qu'à une seule fréquence et pour une valeur d'impédance de charge fixée **[I.29]**.
- **Double-stub :** deux stubs placés à des positions distinctes permettent une adaptation pour n'importe quelle impédance de charge, au prix d'une contrainte sur la distance séparant les deux stubs **[I.28]**.
- **Type de stub :** le stub en circuit ouvert est préféré dans les structures micro-ruban en raison de sa facilité de réalisation ; il suffit d'interrompre le conducteur à la longueur souhaitée, sans avoir à réaliser de via de masse **[I.29]**.

I.5.4 Réseaux en L, en T et en π :

Les réseaux à éléments localisés (lumped-element matching networks) constituent une alternative compacte aux techniques distribuées lorsque les dimensions physiques des tronçons de ligne deviendraient excessives, notamment à basse fréquence ou pour les antennes miniaturisées **[I.29]**.

Points clés:

- **Réseau en L (2 éléments)** : offre une adaptation parfaite à une fréquence donnée avec la configuration la plus simple. Il n'offre pas de contrôle sur le facteur de qualité du réseau, qui est entièrement déterminé par les impédances à relier **[I.29]**.
- **Réseaux en T et en π (3 éléments) :** le troisième élément réactif permet de contrôler simultanément l'adaptation et le facteur de qualité du réseau, offrant un compromis entre bande passante et encombrement **[I.30]**.

- **Version reconfigurable :** pour les antennes reconfigurables multi-bandes, ces réseaux sont réalisés avec des capacités variables (varactors) ou des inductances commutables (diodes PIN) afin de permettre une adaptation dynamique sur l'ensemble de la plage de fréquences **[I.5]**.

I. 6 Caractéristiques Radioélectriques de l'Antenne :

Les performances d'une antenne imprimée sont décrites par un ensemble de paramètres radioélectriques standardisés, définis par la norme IEEE Std 145-2013 **[I.33],** et les recommandations ITU-R. Ces paramètres sont les grandeurs mesurables qui permettent de valider expérimentalement la conformité d'un prototype aux spécifications du système. Leur maîtrise est indispensable pour toute démarche de conception et de validation des antennes destinées aux systèmes 5G **[I.3]**.

I.6.1 Coefficient de Réflexion et Paramètre S_{11} :

Le paramètre S_{11} (coefficient de réflexion à l'entrée) est la grandeur la plus directement mesurable pour caractériser l'adaptation d'impédance d'une antenne. Il est défini comme le rapport entre l'amplitude de l'onde réfléchie vers la source et l'amplitude de l'onde incidente arrivant sur le port d'alimentation, tous les autres ports étant chargés sur leur impédance de référence **[I.29]**.

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad \text{(I.2)}$$

Où :

- V_1^- : Amplitude complexe de l'onde réfléchie.
- V_1^+ : Amplitude complexe de l'onde incidente.

Ou bien :

$$S_{11} = \frac{Z_{in}-Z_0}{Z_{in}+Z_0} \quad \text{(I.3)}$$

Où :

- Z_{in}: L'impédance d'entrée de l'antenne.
- Z_0 : L'impédance caractéristique de la ligne de transmission (généralement 50 Ω)

En termes pratiques, le coefficient S_{11} est mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) calibré, et constitue le premier paramètre vérifié lors de la validation expérimentale d'un prototype d'antenne. Pour les systèmes 5G NR, la spécification courante exige $\{S_{11} < -10$ dB$\}$ sur l'ensemble de la bande d'opération, garantissant qu'au moins 90 % de la puissance fournie par le générateur est effectivement rayonnée **[I.33]**.

Grandeurs associées au coefficient S_{11} :

- **Rapport d'ondes stationnaires (VSWR) :** directement calculable depuis S_{11}, il mesure le niveau de l'onde stationnaire sur la ligne d'alimentation. Le critère VSWR < 2 correspond à $S_{11} < -10$ dB **[I.33].**

$$VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad \text{(I.4)}$$

- **Coefficient de réflexion en puissance $|S_{11}|^2$:** représente la fraction de la puissance incidente qui est réfléchie. Pour $S_{11} = -10$ dB, seulement 10 % de la puissance est réfléchie **[I.23].**

$$P_r = |S^{11}|^2 . P_i \quad \text{(I.5)}$$

Où :

- P_i : puissance incidente.
- P_r : puissance réfléchie.

- **Efficacité d'adaptation $\eta_{min} = 1 - |S_{11}|^2$:** fraction de la puissance acceptée par l'antenne. Elle est distincte de l'efficacité de rayonnement et est incluse dans le gain réalisé **[I.33].**

$$G_{réalisé} = \eta_{mis} . \eta_{ray} . D \quad \text{(I.6)}$$

Où :

- η_{ray} : efficacité de rayonnement.
- D : directivité de l'antenne.

I.6.2 Fréquence de Résonance et Bande Passante :

La fréquence de résonance 'fr' est la fréquence à laquelle la partie imaginaire de l'impédance d'entrée s'annule, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle l'énergie électrique et l'énergie magnétique stockées dans la cavité résonnante sont en équilibre **[I.31]**. La bande passante d'impédance (BW) est définie, pour les systèmes de télécommunications, par le critère $\{S_{11} < -10\ dB\}$, qui correspond à une puissance réfléchie inférieure à {10 %} de la puissance incidente et à un rapport d'ondes stationnaires (VSWR) inférieur à *2* **[I.31]**.

Les principaux facteurs qui influencent la bande passante d'une antenne patch sont les suivants :

- **Épaisseur du substrat 'h' :** la bande passante croît quasi linéairement avec h, car un substrat plus épais stocke davantage d'énergie rayonnée par rapport à l'énergie stockée, réduisant ainsi le facteur de qualité Q de la cavité **[I.9]**.
- **Permittivité relative 'εr'** : une permittivité élevée confine davantage l'énergie dans le substrat et augmente Q, réduisant ainsi la bande passante. Les substrats à faible permittivité (εr ≈ 2.2) sont préférés pour les applications large bande **[I.4]**.
- **Techniques d'élargissement de bande :** l'empilement de patches (stacked patches), la découpe de fentes en U (U-slot), ou l'utilisation d'éléments parasites couplés permettent d'atteindre des bandes passantes de {30–35 %} **[I.9]**.

Pour les antennes micro-rubans qui ont une bande passante étroite, on définit la largeur de bande en pourcentage de {%}.

$$BP = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \times 100[\%] \qquad \text{(I.7)}$$

Et la largeur de bandes est définie par l'équation suivante :

$$\Delta f = f_2 - f_1\ (Hz) \qquad \text{(I.8)}$$

Un exemple de coefficient de réflexion et de bande passante d'une antenne est illustré sur la figure suivante (Figure I.18).

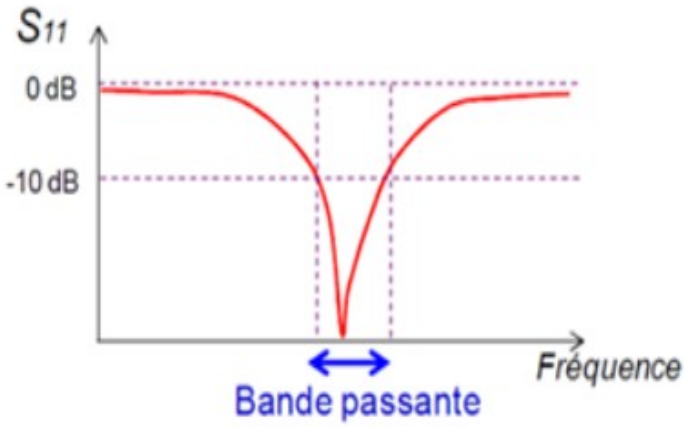


Figure I. 18: Exemple du coefficient de réflexion et de la bande passante d'une antenne.

I.6.3 Impédance d'Entrée :

L'impédance d'entrée ($Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$) d'une antenne patch est une grandeur complexe qui varie en fonction de la fréquence et présente un comportement résonant caractéristique **[I.6]**. À la fréquence de résonance, la partie réactive s'annule ($X_{in} = 0$) et la partie résistive se décompose en deux contributions : la résistance de rayonnement R_{rad}, qui représente la puissance effectivement rayonnée, et la résistance de perte R_{loss}, qui traduit les dissipations ohmiques dans les conducteurs et diélectriques **[I.6]**.

Facteurs influençant l'impédance d'entrée:

- **Position du point d'alimentation :** c'est le principal levier d'ajustement. Déplacer le point d'alimentation du bord vers le centre du patch réduit l'impédance d'entrée, permettant d'atteindre 50 Ω à une position calculée **[I.9]**.
- **Fréquence :** en dehors de la résonance, la partie réactive X_{in} est non nulle et croît rapidement, réduisant la bande d'adaptation à 50 Ω **[I.6]**.
- **Géométrie du patch :** la largeur W et la longueur L influencent R_{rad}, et donc la résistance d'entrée au bord, dont la valeur typique est de 100 à 300 Ω **[I.6]**.

I.6.4 Diagramme de Rayonnement :

Le diagramme de rayonnement (radiation pattern) décrit la distribution angulaire de l'énergie électromagnétique rayonnée par l'antenne en champ lointain, c'est-à-dire dans la zone de Fraunhofer où les fronts d'onde peuvent être considérés comme plans **[I.32] [I.33]**. Pour une antenne patch rectangulaire en mode fondamental $\{TM_{10}\}$, le diagramme est de type 'broadside' : le maximum de rayonnement est orienté perpendiculairement au plan du

patch (θ = 0°), et l'énergie décroît progressivement à mesure que l'angle d'observation s'éloigne de la normale. L'angle d'ouverture à {−3 dB} (Figure I.19) est de l'ordre de {70° à 80°} en plan E (contenant le champ électrique et la normale) et de {90° à 100°} en plan H (contenant le champ magnétique et la normale) **[I.9]**.

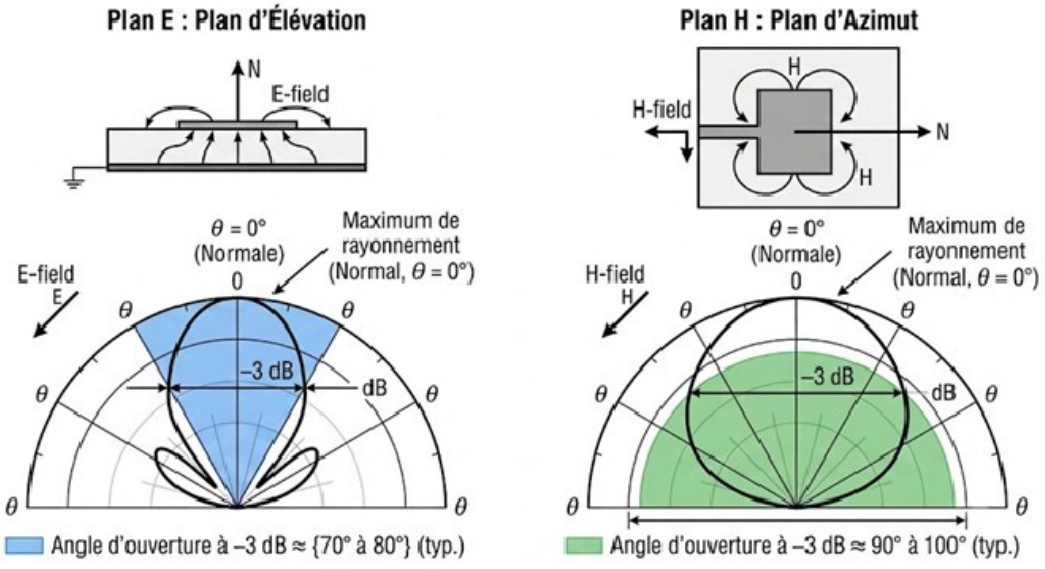


Figure I. 19: Diagrammes de rayonnement et angles d'ouverture à -3 dB d'une antenne patch typique dans les plans E et H.

Caractéristiques importantes du diagramme d'un patch :

- **Lobe principal :** unique et orienté 'Broadside', ce qui est favorable aux liens point-à-point et aux communications avec des satellites ou des stations de base situées dans une direction connue **[I.32]**.
- **Rayonnement arrière :** atténué par le plan de masse, qui joue le rôle de réflecteur. Le rapport avant-arrière (F/B) est typiquement de {10 à 15 dB} pour un plan de masse de dimensions finies **[I.32]**.
- **Polarisation croisée :** les modes parasites et les courants non uniformes sur le plan de masse peuvent générer un composant de polarisation orthogonale non souhaité, dont l'amplitude doit être minimisée par la conception **[I.32]**.
- **Dépendance à la géométrie :** les dimensions du plan de masse, l'épaisseur du substrat et la présence d'éléments voisins modifient le diagramme mesuré par rapport au diagramme théorique **[I.9]**.

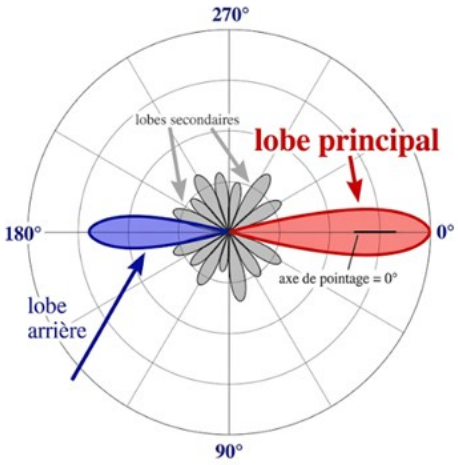


Figure I. 20: Diagramme de rayonnement bidimensionnel (polaire) d'une antenne.

Selon la manière dont l'énergie électromagnétique est rayonnée dans l'espace, on distingue trois types fondamentaux de diagrammes de rayonnement :

1. **Le rayonnement directif** concentre l'énergie électromagnétique dans une ou plusieurs directions privilégiées de l'espace. Le lobe principal est étroit et le gain est élevé dans la direction pointée, au détriment des autres directions. L'antenne patch appartient précisément à cette catégorie, avec un lobe dominant orienté perpendiculairement au plan du patch. Ce type de rayonnement convient aux liaisons longue distance où la concentration de l'énergie est primordiale.

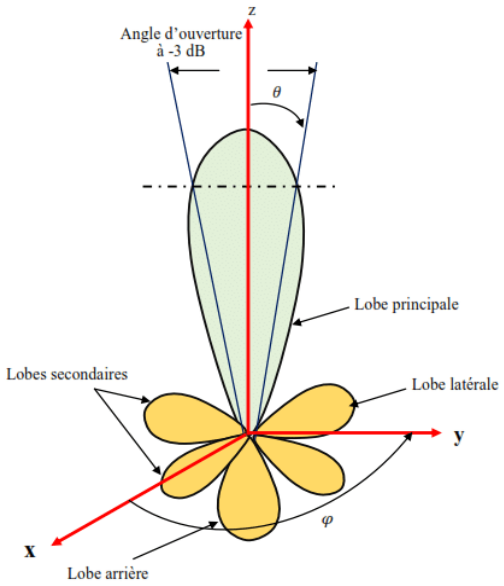


Figure I. 21: Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.

2. **Le rayonnement omnidirectionnel** distribue l'énergie de manière uniforme dans un plan donné (généralement le plan azimutal), tout en présentant une directivité

variable selon l'élévation. Le diagramme résultant prend la forme caractéristique d'un tore ou d'un beigne autour de l'axe de l'antenne. Ce comportement est typique des antennes dipôles ou monopoles et se révèle avantageux dans les systèmes de diffusion ou de radiocommunication mobile où la direction de l'interlocuteur est inconnue ou variable.

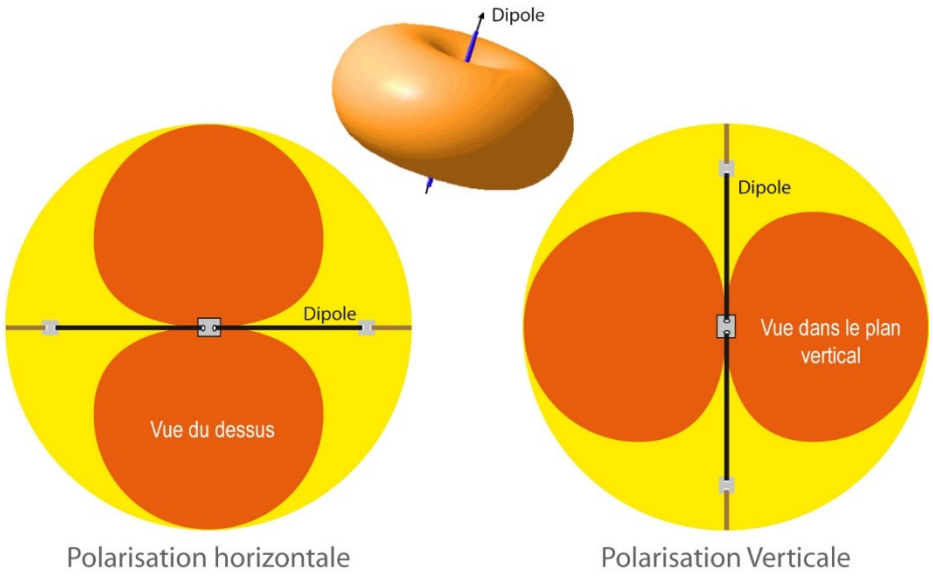


Figure I. 22 : Diagramme de rayonnement d'une antenne omnidirectionnelle.

3. Le rayonnement isotrope représente un cas théorique de référence : l'antenne hypothétique isotrope rayonne avec une densité de puissance identique dans toutes les directions de l'espace, formant une sphère parfaite. Aucune antenne physique réelle ne présente ce comportement ; ce modèle sert néanmoins de référence universelle pour exprimer le gain des antennes réelles (gain en dBi, c'est-à-dire en décibels par rapport à l'isotrope).

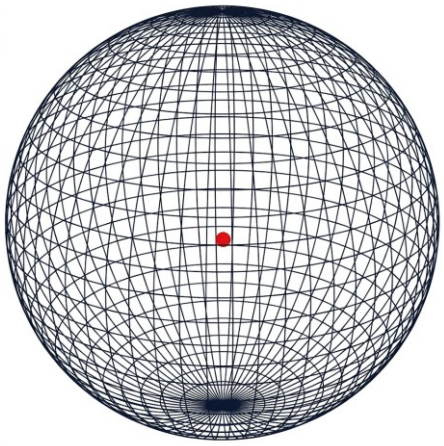


Figure I. 23: Diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope.

I.6.5 Gain et Directivité :

La directivité D quantifie la capacité de l'antenne à concentrer son rayonnement dans une direction préférentielle, indépendamment de tout phénomène de perte. Elle est définie comme le rapport entre la densité de puissance rayonnée dans la direction du maximum et la densité moyenne rayonnée dans toutes les directions par une antenne isotrope de même puissance rayonnée totale **[I.33]**. Le gain G est la grandeur opérationnelle qui intègre les pertes internes de l'antenne : il est égal au produit de la directivité par l'efficacité de rayonnement :

$$G = \eta_{rad}. D \qquad (I.9)$$

Le gain réalisé, qui est la grandeur mesurable directement, intègre en plus les pertes par désadaptation d'impédance **[I.32]**.

Valeurs caractéristiques et facteurs influents :

- **Gain d'un patch rectangulaire seul :** {6 à 8 dBi} typiquement, suffisant pour les communications mobiles à portée modérée mais inférieur à celui des antennes à réflecteur ou à cornet **[I.32]**.
- **Gain d'un réseau d'antennes (array) :** le gain croît approximativement en fonction de $\{10 \cdot \log_{10}(N)\}$ pour un réseau de N éléments rayonnant en phase, permettant d'atteindre des gains de {15 à 25 dBi} pour le Massive MIMO **[I.3]**.

- **Influence du substrat :** les pertes diélectriques et conductrices du substrat réduisent l'efficacité η_{rad}, et donc le gain. Les substrats à faibles pertes (tan $\delta < 0.003$) sont privilégiés pour les applications à hautes performances **[I.4]**.

I.6.6 Efficacité de Rayonnement :

L'efficacité de rayonnement η_{rad} est le rapport entre la puissance effectivement rayonnée dans l'espace libre et la puissance totale acceptée par l'antenne à son port d'entrée **[I.33]**. La puissance non rayonnée est dissipée sous forme de chaleur par deux mécanismes distincts : les pertes ohmiques par effet Joule dans les conducteurs (patch et plan de masse), qui sont proportionnelles à la résistivité du métal et croissent avec la fréquence comme $\{\sqrt{f}\}$ en raison de l'effet de peau, et les pertes diélectriques dans le substrat, qui sont proportionnelles à la tangente de pertes tan δ du matériau **[I.4]**.

Le choix du substrat est donc déterminant pour l'efficacité. Les substrats à faible tangente de pertes, comme le Rogers RO4003C (tan $\delta = 0.0027$) ou le Rogers RO3003 (tan $\delta = 0.001$), permettent d'atteindre des efficacités de {85 à 95 %} dans les bandes sub-6 GHz, tandis que le FR4 conventionnel (tan $\delta \approx 0.02$) réduit l'efficacité à {50–70 %}, ce qui le disqualifie pour les antennes 5G à hautes performances **[I.4]**. En bandes mmWave, la contribution des pertes conductrices devient prépondérante car elles croissent comme $\{\sqrt{f}\}$, justifiant l'utilisation de substrats spéciaux à très faibles pertes **[I.34]**.

I.6.7 Polarisation :

La polarisation d'une antenne décrite l'orientation du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation **[33]**. Un patch rectangulaire alimenté sur son axe de symétrie longitudinal rayonne une polarisation linéaire, dont l'orientation est parallèle à la direction du courant dominant sur le patch. L'obtention d'une polarisation circulaire (CP), nécessaire pour les applications GPS, GNSS et les liaisons satellite, requiert l'introduction d'une asymétrie contrôlée dans la géométrie du patch ou dans son alimentation **[I.59]**.

Méthodes d'obtention de la polarisation circulaire :

- **Patch carré tronqué :** deux coins diagonalement opposés du patch carré sont supprimés, créant une légère différence de fréquence de résonance entre les

deux modes orthogonaux. L'alimentation sur la diagonale excite les deux modes en quadrature **[I.59]**.

- **Patch rectangulaire quasi-carré :** en choisissant un rapport {L/W} légèrement différent de 1 et une alimentation en diagonale, on obtient la polarisation circulaire sur une bande étroite **[I.59]**.
- **Alimentation duale en quadrature :** deux points d'alimentation orthogonaux sont alimentés avec des signaux déphasés de 90° via un coupleur hybride, offrant une meilleure pureté de polarisation circulaire **[I.60]**.
- **Critère de qualité - rapport axial (AR) :** la qualité de la polarisation circulaire est mesurée par le rapport axial. Un {AR ≤ 3 dB} est requis dans la bande de fonctionnement pour les applications GPS ou satellites **[I.60]**.

I.6.8 Rapport Avant-Arrière (F/B) :

Le rapport avant-arrière (Front-to-Back Ratio, F/B) est défini comme le rapport en dB entre le gain maximal dans la direction principale de rayonnement et le gain dans la direction diamétralement opposée ($\theta = 180°$) **[I.32]**. Un rapport {F/B} élevé est une propriété recherchée dans les systèmes où il est impératif de minimiser le rayonnement arrière, qui constitue une source d'interférences pour d'autres antennes situées derrière la structure, et de concentrer toute l'énergie disponible vers la zone de service **[I.34] [I.35].**

Facteurs influençant le rapport {F/B} :

- **Dimensions du plan de masse :** un plan de masse de grandes dimensions atténue davantage les champs latéraux et arrière. Un rapport {F/B} de 12 à 18 dB est typique pour les patchs sur plan de masse fini **[I.9].**
- **Utilisation de réflecteurs ou de cavités :** l'adjonction d'un réflecteur métallique plan ou d'une cavité fermée derrière l'antenne permet d'augmenter le {F/B} de 20–30 dB, au prix d'une augmentation de l'encombrement **[I.34] [I.35].**
- **Impact sur les réseaux MIMO :** dans les réseaux multi-antennes compacts, un rapport {F/B} insuffisant contribue au couplage mutuel entre éléments, ce qui dégrade le coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC) et réduit les performances MIMO **[I.32].**

I. 7 Avantages et Inconvénients des Antennes Imprimées :

Les antennes imprimées présentent un ensemble de caractéristiques qui expliquent leur domination dans les applications sans fil actuelles **[I.3] [I.4],** mais aussi des limitations intrinsèques qui motivent les recherches sur les topologies avancées et les techniques de reconfigurabilité **[I.5].**

I. 7.1 Avantages:

- **Profil faible et légèreté :** l'épaisseur totale est typiquement inférieure à {2 mm} à {3 GHz}, permettant une intégration aisée dans des boîtiers compacts de terminaux mobiles ou de satellites **[I.3] [I.4]**.
- **Compatibilité PCB :** le processus de fabrication est identique à celui des circuits imprimés conventionnels (photolithographie, gravure chimique), permettant une co-intégration monolithique avec des circuits actifs (LNA, PA, mixeurs) **[I.4]**.
- **Faible coût de production :** pour les grandes séries, le coût de fabrication est très faible (quelques centimes par antenne sur substrat FR4) **[I.4]**.
- **Facilité d'obtention de réseaux (arrays) :** les éléments peuvent être disposés régulièrement sur un plan pour former des réseaux de phase à haute directivité et des faisceaux **[I.3]**.
- **Polyvalence des formes** : la géométrie de l'élément rayonnant peut être adaptée (circulaire, triangulaire, hexagonale, fractale) pour répondre à des exigences spécifiques de fréquence, de polarisation ou de diagramme **[I.22].**
- **Possibilité d'alimentation et de traitement du signal intégrés :** les réseaux d'alimentation, les déphaseurs, les coupleurs et les amplificateurs peuvent être imprimés sur le même substrat **[I.4].**
- **Adaptabilité aux surfaces non planes :** les antennes sur substrat flexible (polymide) peuvent être conformées à des surfaces courbes (casques, vêtements, carrosseries) **[I.20].**

I.7.2 Inconvénients:

- **Bande passante étroite :** c'est le principal inconvénient des patchs micro rubans. La bande passante relative est de {1–5 %} pour les substrats conventionnels, insuffisante pour certaines applications large bande (UWB, radar large bande) **[I.4] [I.9]**.

- **Pertes diélectriques et conductrices :** l'utilisation d'un substrat diélectrique introduit des pertes qui réduisent l'efficacité de rayonnement, en particulier pour les substrats à haute permittivité ($\varepsilon r > 6$) et aux fréquences millimétriques **[I.34]**.
- **Ondes de surface (surface waves) :** une partie de l'énergie injectée est piégée dans le substrat sous forme d'ondes de surface (modes TM_0 et TE_1), réduisant l'efficacité de rayonnement et générant des interférences dans les réseaux d'antennes **[I.36] [I.37].**
- **Rayonnement de polarisation croisée (cross-polarisation) :** les résonances parasites et les champs de frange latéraux peuvent générer un rayonnement de polarisation non désirée, dégradant la pureté de polarisation **[I.32]**.
- **Faible puissance admissible :** les antennes micro-ruban ont une faible tenue en puissance en raison de la concentration du champ dans un volume restreint (claquage diélectrique), ce qui limite leur utilisation dans les émetteurs haute puissance **[I.4]**.
- **Sensibilité aux tolérances de fabrication :** à haute fréquence (mmWave), les variations de {±5 µm} sur les dimensions du patch se traduisent par des décalages de fréquence de {200–500 MHz}, nécessitant des procédés de fabrication de haute précision **[I.38]**.

I. 8 Antennes Reconfigurables :

I.8.1 Définition et Principe :

Une antenne reconfigurable est définie comme un système rayonnant dont au moins l'une des caractéristiques électromagnétiques fondamentales peut être modifiée de manière contrôlée et réversible après sa fabrication **[I.39]**. Cette reconfigurabilité confère à l'antenne une capacité d'adaptation dynamique à l'environnement de propagation, ce qui constitue un avantage déterminant dans les contextes multi-bandes et multi-services de la 5G **[I.40]**.

On distingue quatre grandes catégories de reconfigurabilité : **[I.39] [I.40]**.

- La reconfigurabilité en fréquence.
- La reconfigurabilité en bande passante.
- La reconfigurabilité en polarisation.

- La reconfigurabilité en diagramme de rayonnement (pattern reconfigurability).

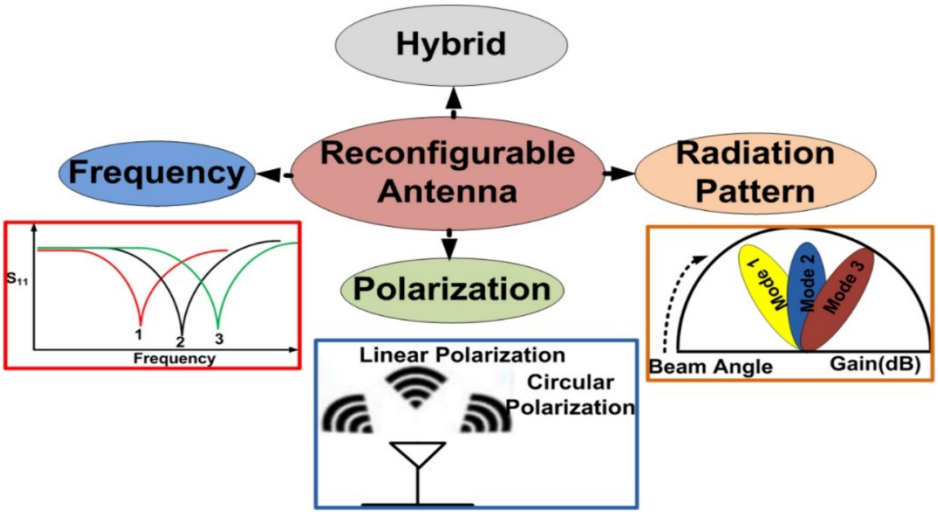


Figure I. 24 : Classification générale des différents types de reconfigurabilité des antennes et de leurs principes de fonctionnement.

Cette capacité d'adaptation dynamique différencie fondamentalement l'antenne reconfigurable des antennes multi-bandes passives et des antennes large bande **[I.41]**. L'antenne reconfigurable peut être commutée d'un état à l'autre en quelques nanosecondes (diodes PIN) à quelques microsecondes (MEMS RF), permettant une adaptation en temps réel aux conditions du canal de propagation **[I.39]**.

I.8.2 Réconfigurabilité en Fréquence :

La reconfigurabilité en fréquence désigne la capacité d'une antenne à déplacer sa fréquence de résonance de manière contrôlée sur une plage déterminée, tout en préservant l'adaptation d'impédance et les caractéristiques essentielles du diagramme de rayonnement **[I.42]**.

Ce type de reconfigurabilité est le plus répandu dans les terminaux 5G multi-bandes, car il permet à un seul élément rayonnant de couvrir plusieurs bandes de fréquences normalisées (n77, n78, n79 en sub-6 GHz) sans multiplier le nombre d'antennes **[I.39]**.

Le mécanisme physique repose dans tous les cas sur la modification de la longueur électrique effective de l'élément rayonnant. Les méthodes les plus courantes sont :

- **Commutation de segments conducteurs par des diodes PIN :** des stubs conducteurs sont connectés ou déconnectés du patch par des commutateurs, modifiant la longueur effective du résonateur par des pas discrets. La plage de reconfigurabilité est typiquement de {±15 %} autour de la fréquence centrale **[I.42]**.
- **Charge capacitive variable (varactor)** : une capacité variable est insérée dans une fente pratiquée dans le patch ou connectée à un stub. La fréquence de résonance se déplace continûment lorsque la tension de polarisation du varactor varie, offrant une plage de glissement de {20 à 40 %} **[I.43]**.
- **Reconfigurabilité par MEMS RF :** des ponts MEMS commutables modifient la capacité effective vue par la structure rayonnante. Les pertes d'insertion très faibles (< 0,1 dB) permettent de maintenir une haute efficacité sur l'ensemble de la plage de reconfigurabilité **[I.42]**.
- **Chargement par substrat accordable (cristaux liquides, BST) :** le changement de la permittivité du substrat sous-jacent au patch modifie la longueur électrique effective et donc la fréquence de résonance **[I.44]**.

I.8.3 Reconfigurabilité en Polarisation :

La reconfigurabilité en polarisation confère à l'antenne la capacité de basculer dynamiquement entre plusieurs états de polarisation : polarisation linéaire horizontale, verticale, circulaire gauche (LHCP) ou circulaire droite (RHCP), sous l'action d'un signal de commande électronique **[I.45]**. Cette propriété revêt un intérêt particulier dans deux contextes. D'une part, pour les systèmes MIMO à diversité de polarisation, où des voies de transmission à polarisations orthogonales permettent d'exploiter un degré de liberté spatial supplémentaire sans augmenter l'espacement physique entre antennes **[I.41]**.

D'autre part, pour les liaisons satellite en orbite basse (LEO), la rotation de la polarisation induite par l'effet Faraday dans l'ionosphère peut être compensée dynamiquement par une reconfigurabilité de polarisation.

Les techniques de reconfigurabilité en polarisation incluent : l'alimentation duale commutable (deux ports en quadrature de phase avec commutation d'un port à l'autre), la modification de la géométrie du patch par commutation de segments conducteurs (passage d'une géométrie rectangulaire à une géométrie carrée avec perturbation), et l'utilisation de réseaux d'alimentation à déphaseurs variables **[I.45]**. Des antennes patch à polarisation

reconfigurable ont été démontrées avec un rapport axial {AR < 3 dB} sur une plage de fréquences de {2–3 GHz} en mode de polarisation circulaire **[I.46]**.

I.8.4 Reconfigurabilité en Diagramme de Rayonnement :

La reconfigurabilité en diagramme de rayonnement (pattern reconfigurability) permet de modifier électroniquement l'orientation du lobe principal, son ouverture angulaire, ou de basculer entre un diagramme directif et un diagramme omnidirectionnel **[I.47]**. Cette fonctionnalité est essentielle pour les systèmes de formation de faisceau (beamsteering) à bas coût qui ne peuvent se permettre une chaîne RF complète par antenne, les capteurs de surveillance à couverture variable devant adapter leur zone de détection en temps réel, et les systèmes MIMO exploitant la diversité spatiale pour maximiser la capacité du canal **[I.48]**.

Les méthodes employées incluent : les réseaux d'éléments parasites commutables (ESPAR -Electronically Steerable Passive Array Radiator), où des éléments parasites connectés à des charges réactives variables modifient le diagramme de l'élément actif central **[I.47]**; la commutation de modes de résonance sur un patch multimode, où des diodes PIN sélectionnent le mode {TM_{10}}, {TM_{01}} ou {TM_{11}} **[I.48]**; et les antennes à fente en boucle avec charges commutables, permettant une reconfigurabilité rapide du pointage de faisceau **[I.48]**.

I.8.5 Reconfigurabilité Combinée :

Les antennes à reconfigurabilité combinée (fréquence + polarisation, fréquence + diagramme, ou les trois simultanément) offrent la plus grande flexibilité pour les systèmes multistandards et multi-applications **[I.49]**. Leur conception est cependant plus complexe car les différents degrés de liberté sont souvent couplés : une modification de la fréquence de résonance affecte généralement le diagramme de rayonnement et l'adaptation d'impédance. La conception optimale nécessite des algorithmes d'optimisation multivariables (algorithmes génétiques, optimisation par essaim de particules) associés à une simulation électromagnétique full-wave **[I.40]**.

Pour les applications 5G, la reconfigurabilité combinée fréquence-polarisation permet à un même terminal d'accéder aux bandes sub-6 GHz (n77/n78 : 3.3–3.8 GHz) et mmWave (n257/n258 : 26.5–29.5 GHz) avec une adaptation dynamique de la polarisation selon l'environnement de propagation **[I.49]**.

I.8.6 Éléments de Commutation et d'Accordabilité :

Le choix de la technologie de commutation est déterminant pour les performances de l'antenne reconfigurable **[I.50]**.

Les principaux éléments de commutation et leurs caractéristiques sont comparés dans le Tableau I.3 :

Technologie	Vitesse	Pertes insert	Isolation	Tension	Fiabilité	Intégration
Diode PIN	Ns	0.3-1dB	20-40 dB	1-5 V	Haute	Facile (CMS)
Varactor	ns (continu)	0.5-2 dB	--	0-25 V	Haute	Facile (CMS)
MEMS RF	µs	<0.1 dB	25-40 dB	20-80 V	Bonne	Procède spécial
Transistor FET	ns	0.5-2 dB	25-35 dB	0-5 V	Haute	Très facile
Cristal liquide	ms	0.5-3 dB	--	0-20 V	Bonne	Spécialisé
BST (varicap)	ns (continu)	1-4 dB	--	0-40 V	Bonne	Couche mince

Tableau I. 1: Comparaison des technologies de commutation pour antennes reconfigurables **[I.50] [I.51] [I.52] [I.53]**.

Le choix entre ces technologies est guidé par l'application. Pour les terminaux mobiles commerciaux (smartphones, IoT), les diodes PIN **[I.52]** et les varactors s'imposent par leur bas coût, leur disponibilité sous forme de composants CMS et leur facilité d'intégration sur substrat PCB. Pour les systèmes embarqués et spatiaux nécessitant de très faibles pertes et une haute isolation (relais de communication, antennes de satellite), les MEMS RF sont préférés malgré leur complexité de fabrication **[I.50].** Les transistors FET CMOS (Field-Effect Transistor, Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) sont privilégiés pour l'intégration de commutateurs RF dans les circuits intégrés d'antennes actives (AiP : Antenna in Package) pour les applications mmWave 5G **[I 51]**.

I.8.7 Antennes reconfigurables pour la 5G :

L'application des antennes reconfigurables aux réseaux 5G NR répond à des besoins opérationnels précis. Les bandes FR1 (sub-6 GHz) et FR2 (mmWave) définies par le 3GPP **[I.54]** couvrent une plage de fréquences de {450 MHz} à {52,6 GHz}, rendant la conception d'une antenne fixe unique physiquement impossible. Les terminaux 5G commerciaux intègrent typiquement {4 à 8} antennes par bande, dont certaines avec reconfigurabilité de fréquence ou de polarisation pour couvrir les bandes n77 (3.3–4.2 GHz), n78 (3.3–3.8 GHz), n79 (4.4–5.0 GHz) et mmWave **[I.55] [I.56].**

Pour les stations de base Massive MIMO (gNB), les antennes reconfigurables permettent d'adapter dynamiquement le diagramme de rayonnement de chaque sous-réseau (sub-array) aux conditions de trafic et de propagation, améliorant l'efficacité énergétique et spectrale **[I.56]**.

Des recherches récentes proposent des antennes MIMO reconfigurables intégrant jusqu'à 64 éléments rayonnants sur un substrat de dimensions inférieures à {10 × 10 cm²} pour la bande n78, avec une reconfigurabilité en fréquence sur {±10 %} autour de {3,5 GHz} et une isolation inter-éléments supérieure à {20 dB} **[I.57] [I.58].**

- **Bandes sub-6 GHz (n77, n78, n79) :** reconfigurabilité en fréquence par diodes PIN ou varactors sur patch micro-ruban ou antennes à fente **[I.42] [I.43]**.
- **Bandes mmWave (n257 : 26.5–29.5 GHz, n258 : 24.25–27.5 GHz) :** ‘beamforming’ reconfigurable par déphaseurs actifs, commutateurs CMOS ou MEMS RF intégrés en AiP **[I.50]**.
- **Réseaux Massive MIMO actifs (Active Antenna Systems) :** reconfigurabilité du diagramme de chaque sous-réseau par des algorithmes de formation de faisceau adaptatif (FD-MIMO, 3D-MIMO) **[I.56]**.
- **Terminaux multistandards :** reconfigurabilité combinée fréquence/polarisation pour un seul module d'antenne couvrant 5G NR, LTE, Wi-Fi 6/6E, Bluetooth et GPS **[I.57] [I.58]**.

I. 9 Conclusion :

Ce chapitre a fourni une présentation complète et structurée des antennes imprimées et de leur évolution vers les structures reconfigurables, en s'appuyant sur les fondements

théoriques établis par la littérature scientifique internationale **[I.3] [I.4] [I.5]**. Les éléments essentiels abordés peuvent être synthétisés comme suit.

Les antennes imprimées, et en particulier les antennes patch micro-ruban **[I.6] [I.9]**, constituent la technologie de rayonnement de référence pour les systèmes sans fil en raison de leur profil faible, de leur compatibilité avec le PCB et de leur aptitude à l'intégration monolithique **[I.4]**. Leurs paramètres géométriques, longueur 'L', largeur 'W', épaisseur de substrat 'h' et permittivité relative 'εr' **[I.8][I.9]**, déterminent entièrement leur comportement radioélectrique, et leur dimensionnement analytique initial par les formules du modèle de la ligne de transmission constitue le point de départ incontournable de toute démarche de conception **[I.6] [I.7]**.

Les différentes topologies (rectangulaire, circulaire, fente, PIFA) **[I.20] [I.21]**et les techniques d'alimentation (ligne micro-ruban, sonde coaxiale, couplage par proximité, fente) **[I.23] [I.25] [I.26]** offrent un espace de conception riche permettant d'atteindre des compromis variés entre bande passante, adaptation, efficacité et encombrement. Les techniques d'adaptation d'impédance, présentées et comparées dans ce chapitre, sont indispensables pour garantir l'adaptation à $50\ \Omega$ sur la bande d'intérêt et constituent un levier déterminant pour l'optimisation globale du système d'antenne **[I.28] [I.29].**

Les paramètres radioélectriques fondamentaux, coefficient de réflexion S_{11} **[I.33],** diagramme de rayonnement **[I.32],** gain, efficacité et polarisation **[I.33]**, constituent le vocabulaire opérationnel de la caractérisation et de la validation expérimentale des antennes. Leur organisation systématique en points clés, présentée dans ce chapitre, facilite leur exploitation lors de la phase de conception et de mesure.

Enfin, l'extension vers les antennes reconfigurables **[I.39] [I.40]**, capables de modifier dynamiquement leur fréquence de résonance **[I.42] [I.43] [I.44]**, leur polarisation **[I.45]** ou leur diagramme de rayonnement **[I.47] [I.48]** sous l'action d'éléments actifs (diodes PIN **[I.52],** varactors **[I.43]**, MEMS RF **[I.50])**, représente la réponse technologique aux exigences de flexibilité spectrale et spatiale imposées par la 5G NR. La compréhension des mécanismes de reconfigurabilité et des technologies de commutation présentés dans ce chapitre constitue le socle sur lequel repose la conception du réseau d'antennes MIMO reconfigurable développé dans les chapitres suivants **[I.55] [I.56] [I.57] [I.58]**.

Chapitre II : Technologie des systèmes MIMO et les réseaux mobiles 5G

II. 1. Introduction:

Le développement exponentiel des communications sans fil, caractérisé par une demande croissante en débit, en qualité de service et en connectivité omniprésente, a conduit la communauté scientifique et industrielle à repenser fondamentalement les architectures des systèmes de transmission **[II.1]**.

Dans ce contexte, la technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output) s'est imposée comme une solution incontournable, offrant des gains spectaculaires en capacité et en fiabilité sans nécessiter de ressources spectrales supplémentaires **[II.2].**

Ce chapitre présente une étude approfondie des systèmes MIMO, depuis leurs principes fondamentaux jusqu'à leurs déclinaisons les plus avancées, notamment dans le cadre des réseaux mobiles de cinquième génération (5G). Nous aborderons successivement la structure et le fonctionnement de ces systèmes, les principales techniques de multiplexage et de traitement du signal qui leur sont associées, ainsi que les différentes configurations (SISO, SIMO, MISO, MIMO) et leurs domaines d'application. Une attention particulière sera accordée au MIMO massif, à la bande millimétrique et à leur intégration dans l'architecture 5G, qui représentent le cœur des innovations technologiques actuelles dans le domaine des télécommunications mobiles **[II.3]**.

II. 2. Principe de la technologie MIMO :

La technologie MIMO repose sur l'utilisation simultanée de plusieurs antennes en émission et en réception, exploitant ainsi le phénomène de diversité spatiale pour améliorer la qualité et la capacité de transmission **[1].** Contrairement aux systèmes classiques à antenne unique, le MIMO tire parti de la propagation multi-chemin, historiquement perçue comme une nuisance, pour multiplier les flux de données indépendants transmis sur le même canal et à la même fréquence **[II.2] [II.19].**

Le principe fondamental repose sur la notion de canal matriciel : si l'émetteur dispose de $\{N_t\}$ antennes et le récepteur de $\{N_r\}$ antennes, le canal de propagation peut être représenté par une matrice {H} de dimensions $\{N_r * N_t\}$. Chaque élément {*hij*} de cette matrice représente le gain complexe entre la {j-*è*me} antenne d'émission et la *{i-ème}* antenne de réception.

La capacité d'un tel système MIMO, dans des conditions de canal connu au récepteur, est donnée par la formule de 'Foschini-Gans' **[II.19] [II.20].**

$$C = \log 2.\det\left(INr + \left(\frac{\rho}{Nt}\right) H.H^T\right) \text{ [bits/s/Hz]} \qquad \text{(II.1)}$$

Où les paramètres sont définis comme suit :

- **C** : Capacité du canal MIMO exprimée en bits par seconde par hertz (bits/s/Hz).
- **INr** : Matrice d'identité de dimension Nr*Nr.
- **Nt** : Nombre d'antennes d'émission (Transmit antennas).
- **ρ**: rapport signal-bruit (SNR: Signal-to-Noise Ratio) mesuré à la réception.
- **H** : Matrice du canal de dimensions {Nr*Nt} décrivant les coefficients de propagation entre les antennes.
- $\mathbf{H^T}$: matrice conjuguée transposée du canal (hermitienne).
- **det (·)**: opérateur déterminant de la matrice, qui traduit l'effet combiné des différents trajets du signal.

Cette formulation montre que la capacité croît linéairement avec le nombre minimal d'antennes min (Nt, Nr), ce qui constitue l'un des avantages fondamentaux du MIMO par rapport aux systèmes conventionnels **[II.1] [II.2] [II.19].**

Pour que la technologie MIMO soit efficace, plusieurs conditions doivent être réunies **[II.2]** :

- Les antennes doivent être suffisamment espacées (généralement d'au moins une demi-longueur d'onde λ/2) pour garantir une décorrélation spatiale des signaux.
- L'environnement de propagation doit présenter un niveau de diffusion suffisant pour générer plusieurs trajets distincts (rich scattering).
- Le canal doit être connu, au moins partiellement, par le récepteur, pour permettre une détection et une égalisation efficaces.

Ces conditions sont généralement bien satisfaites dans les environnements urbains denses, ce qui explique le déploiement massif du MIMO dans les réseaux mobiles modernes **[II.3].**

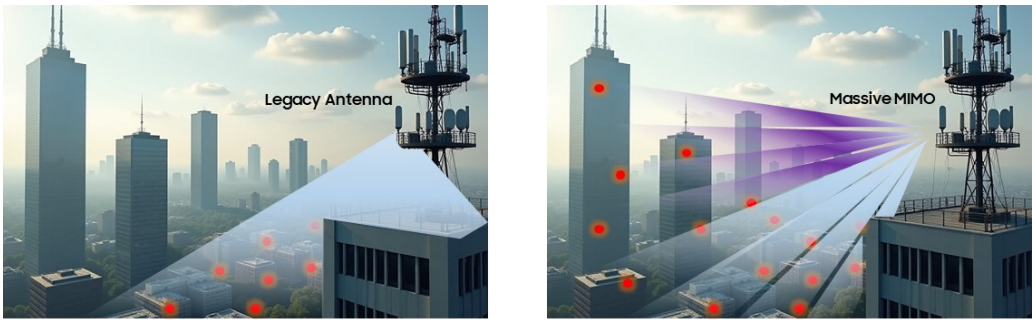


Figure II. 1: Antennes héritées vs. MIMO massif : évolution de la couverture sans fil.

II. 3. Structure et architecture des systèmes de transmission MIMO :

Un système MIMO est constitué de trois composants principaux : le bloc d'émission, le canal de propagation et le bloc de réception **[II.2]**. Chacun de ces éléments joue un rôle spécifique dans le traitement et la transmission de l'information.

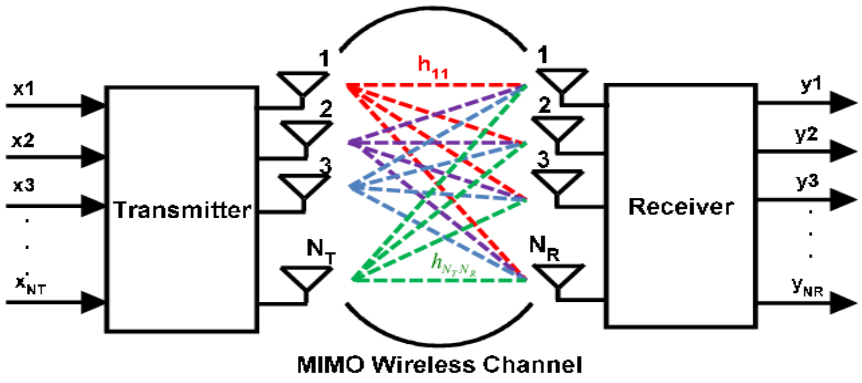


Figure II. 2 : Architecture générale d'un système MIMO.

II.3.1 Bloc d'émission :

Du côté de l'émetteur, un flux de données binaires est d'abord encodé, puis réparti entre les différentes antennes selon une stratégie de multiplexage ou de diversité **[II.2].** Le bloc de précodage permet de préparer les signaux en tenant compte d'une connaissance partielle ou totale du canal, afin de maximiser la capacité ou la robustesse du lien. L'émetteur dispose également d'un module de formation de faisceau (beamforming) qui permet de concentrer l'énergie émise dans une direction privilégiée.

II. 3.2 Canal de propagation :

Le canal de propagation, représenté par la matrice {H}, engendre des effets de trajets multiples, d'évanouissement (fading), de déphasage et d'atténuation **[II.3].** Dans un cadre urbain ou intérieur, ce canal évolue rapidement tant dans le temps que dans la fréquence, ce qui nécessite des mécanismes d'estimation et de suivi du canal efficaces. L'hypothèse de stationnarité au sens large (WSS : Wide Sense Stationary) et de diffusion non corrélée (US : Uncorrelated Scattering) est fréquemment adoptée dans la modélisation des canaux MIMO afin de faciliter l'analyse.

II. 3.3 Bloc de réception :

Du côté du récepteur, les signaux reçus par les $\{N_r\}$ antennes sont fusionnés par un détecteur MIMO, qui peut être de type linéaire (ZF : Zero Forcing, ou MMSE : Minimum Mean Square Error) ou non linéaire (SIC : Successive Interference Cancellation, détection par sphère) **[II.2].** L'objectif est de dissocier et de décoder les flux de données transmis en parallèle, en tirant parti de la diversité et du gain de multiplexage fournis par le système.

II. 4. Techniques de multiplexage et traitement de signal dans les réseaux MIMO

Les systèmes MIMO s'appuient sur plusieurs méthodes avancées de multiplexage et de traitement du signal, chacune contribuant à l'optimisation des performances du système en termes de capacité, de portée ou de robustesse face aux interférences **[II.1] [II.2].**

Les principales méthodes utilisées dans les déploiements MIMO actuels sont exposées dans les sous-sections suivantes :

II. 4. 1. Multiplexage Spatial (Spatial Multiplexing):

Le multiplexage spatial (Spatial Multiplexing) constitue la technique de base qui permet au MIMO d'atteindre des gains de capacité proportionnels au nombre d'antennes **[II.1].** Cette méthode repose sur la transmission simultanée de plusieurs flux de données indépendants, désignés sous le terme de couches ou layers, sur les mêmes ressources de temps et de fréquence, en les distinguant par leurs signatures spatiales uniques.

Les principales caractéristiques du multiplexage spatial peuvent être résumées de la manière suivante :

- **Gain de multiplexage :** Le débit global du système est multiplié par min (N_t, Nr). Par exemple, un système {4×4} MIMO a la capacité théorique de quadrupler le débit d'un système SISO équivalent, sans accroître ni la puissance d'émission ni la largeur de bande utilisée **[II.1]**.
- **Exigences sur le canal :** pour garantir l'efficacité du multiplexage spatial, il faut que la matrice de canal H soit bien conditionnée, c'est-à-dire qu'elle doit posséder un rang suffisant. Dans des environnements à faible diffusion, comme une liaison satellite, la matrice H peut se retrouver avec un rang faible, ce qui rend le multiplexage spatial inefficace**.**
- **Techniques d'optimisation :** Des stratégies de précodage (precoding) et d'allocation de puissance (water-filling) sont employées pour maximiser l'efficacité de la transmission en tenant compte de l'état du canal **[II.5]**.
- **Standardisation :** Cette propriété est particulièrement utilisée dans les normes LTE-Advanced et 5G NR, qui prennent en charge jusqu'à 8 couches de transmission simultanées sur un même canal.

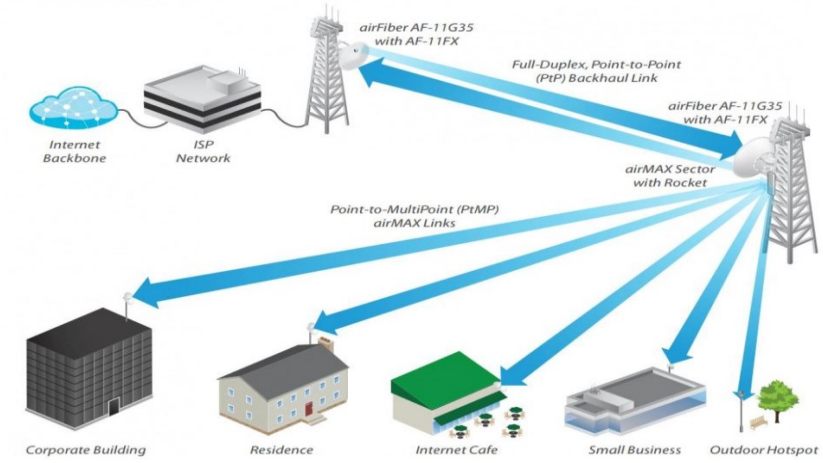


Figure II 3 Multiplexage spatial.

II. 4. 2. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM):

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de modulation multi-porteuse étroitement associée aux systèmes MIMO dans les standards modernes **[II.6]**.

Elle consiste à diviser le canal de transmission en un grand nombre de sous-porteuses orthogonales, chacune transportant une fraction du débit global sur une bande étroite.

L'association MIMO-OFDM constitue le cœur des systèmes LTE, LTE-Advanced et 5G NR **[II.2] [II.6]**. En combinant la diversité spatiale apportée par le MIMO avec la robustesse aux trajets multiples de l'OFDM, ces systèmes atteignent des efficacités spectrales remarquables.

Parmi les avantages de l'OFDM dans le contexte MIMO, on peut citer :

- La transformation d'un canal sélectif en fréquence en une série de canaux plats indépendants, simplifiant l'égalisation.
- La simplification du récepteur grâce à l'utilisation de la transformée de Fourier rapide (FFT/IFFT).
- La flexibilité dans l'allocation des ressources temps-fréquence.
- La robustesse inhérente aux interférences inter-symboles (ISI : Inter Symbol Interference).

Cependant, l'OFDM se caractérise par un rapport élevé entre la puissance crête et la puissance moyenne (PAPR : Peak-to-Average Power Ratio), ce qui pose un défi pour la conception des amplificateurs de puissance **[II.6]**.

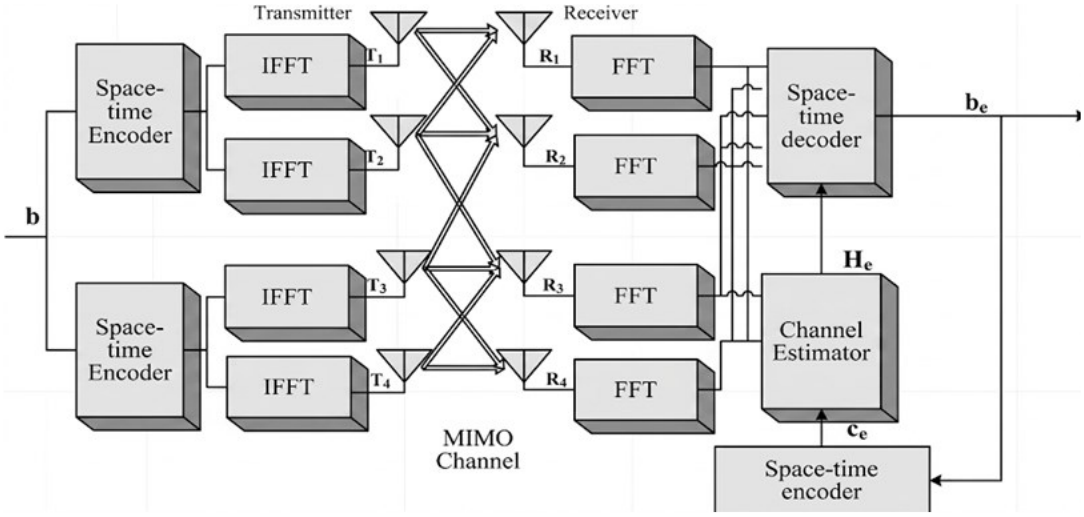


Figure II 4 MIMO-OFDM system model.

II. 4. 3 Beamforming (Formation de faisceaux) :

Le 'beamforming', ou 'formation de faisceaux', est une technique de traitement d'antenne qui consiste à prendre les signaux transmis ou reçus par chaque antenne de manière à former des lobes directifs dans l'espace **[II.4].** En orientant l'énergie rayonnée vers les utilisateurs cibles et en créant des nuls (zéros de rayonnement) vers les sources

d'interférences, le beamforming permet d'améliorer simultanément le SNR et la réjection des interférences.

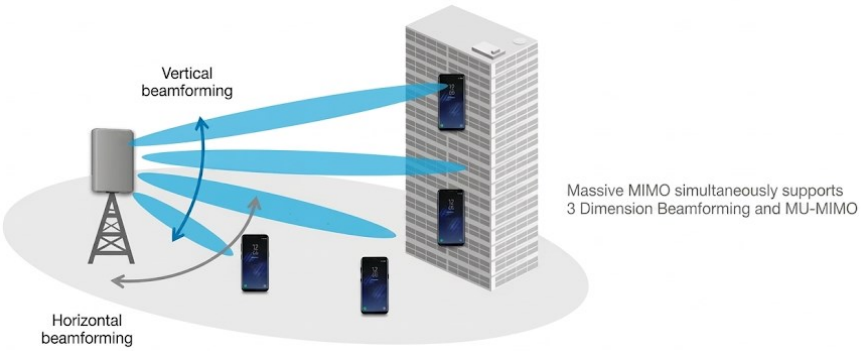


Figure II 5 Principe de Beamforming.

On distingue principalement trois catégories de 'beamforming' selon le domaine de traitement **[II.4] [II.7]** :

- **Beamforming analogique :**

Cette approche repose sur l'utilisation de déphaseurs passifs connectés à chaque élément d'antenne, permettant d'ajuster uniquement la phase du signal transmis ou reçu.

Son architecture simple et son faible coût en font une solution attrayante ; cependant, elle est limitée à la formation d'un seul faisceau à la fois, ce qui restreint la capacité à servir plusieurs utilisateurs simultanément **[II.7]**.

- **Beamforming numérique :**

Le traitement est ici réalisé entièrement en bande de base, offrant un contrôle total sur l'amplitude et la phase de chaque élément d'antenne. Cette flexibilité permet de former plusieurs faisceaux indépendants simultanément, optimisant ainsi la capacité du système.

En contrepartie, chaque élément d'antenne nécessite sa propre chaîne RF, ce qui engendre une complexité matérielle et une consommation énergétique considérables, particulièrement problématiques dans les systèmes massifs **[II.7]**.

- **Beamforming hybride :**

Afin de concilier les avantages des deux approches précédentes, le 'beamforming hybride' répartit le traitement entre les domaines analogique et numérique. Le précoding analogique réduit le nombre de chaînes RF nécessaires, tandis que le précoding numérique assure la flexibilité multifaisceaux. Cette architecture représente le compromis

performances/complexité privilégié pour les systèmes massifs MIMO opérant aux fréquences millimétriques de la 5G **[II.4]**.

Dans les systèmes MIMO massifs, le 'beamforming' est particulièrement efficace car le grand nombre d'antennes permet de former des faisceaux très directifs, réduisant considérablement les interférences entre utilisateurs **[II.7].** Des techniques avancées comme le beamforming MRT (Maximum Ratio Transmission) et ZF (Zero Forcing) sont couramment employées pour optimiser les performances multi-utilisateurs.

II. 4. 4. Codage Spatio-Temporel (Space-Time Coding-STC):

Le codage spatio-temporel (STC : Space-Time Coding) représente un ensemble de méthodes qui tirent parti des dimensions spatiales et temporelles du canal MIMO afin d'accroître la fiabilité de la transmission, sans nécessairement augmenter le débit **[II.1] [II.2].** À la différence du multiplexage spatial, qui a pour objectif de maximiser la capacité, le STC vise à optimiser la diversité, ce qui permet de diminuer la probabilité d'erreur en cas d'évanouissement du canal.

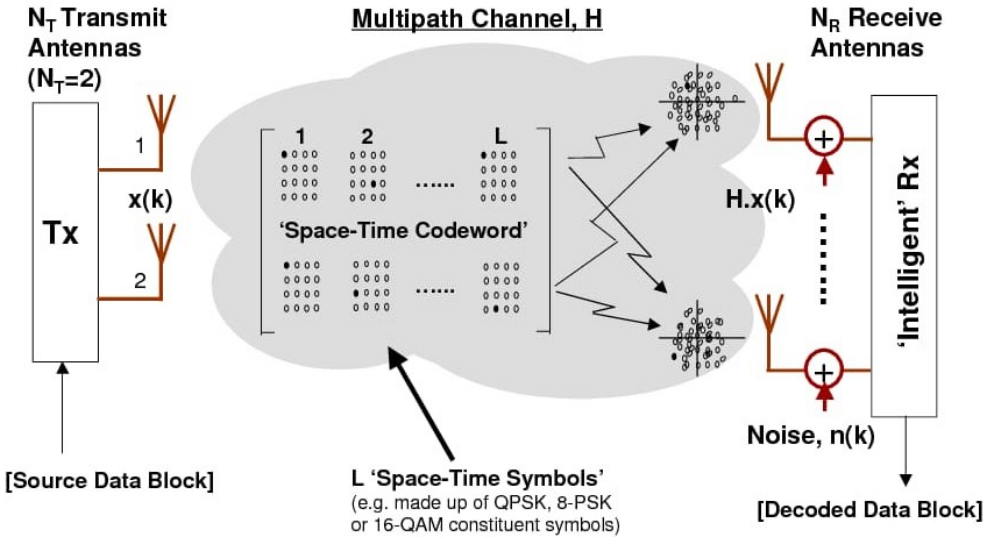


Figure II 6 Modèle de système général d'une transmission avec codage spatio-temporel (STC) dans un canal MIMO.

Les principales variantes du STC sont :

- **STBC (Space-Time Block Code):**

Le code le plus connu est le code d'Alamouti, proposé en 1998 pour les systèmes à deux antennes d'émission. Ce code transmet deux symboles sur deux intervalles de temps, garantissant un gain de diversité de 2 sans perte de débit. Des extensions à un plus grand

nombre d'antennes ont été développées sous la forme des codes OSTBC (Orthogonal STBC).

- **STTC (Space-Time Trellis Code) :**

Ils offrent simultanément un gain de diversité et un gain de codage, au prix d'une complexité de décodage plus élevée (algorithme de Viterbi).

Particulièrement adaptés aux environnements à fort évanouissement.

- **Codes en couches (5G NR) :**

Dans les standards 5G NR, des formes généralisées de précoding et de codage en couches sont utilisées, combinant les avantages du STC et du multiplexage spatial **[II.1].**

II. 5. Exploration des types de systèmes MIMO :

Avant d'analyser en profondeur la technologie MIMO dans son intégralité, il est essentiel de la placer dans le contexte plus large des systèmes multi-antennes, en examinant les diverses configurations qui existent en fonction du nombre d'antennes à l'émission et à la réception **[II.2] [II.3].**

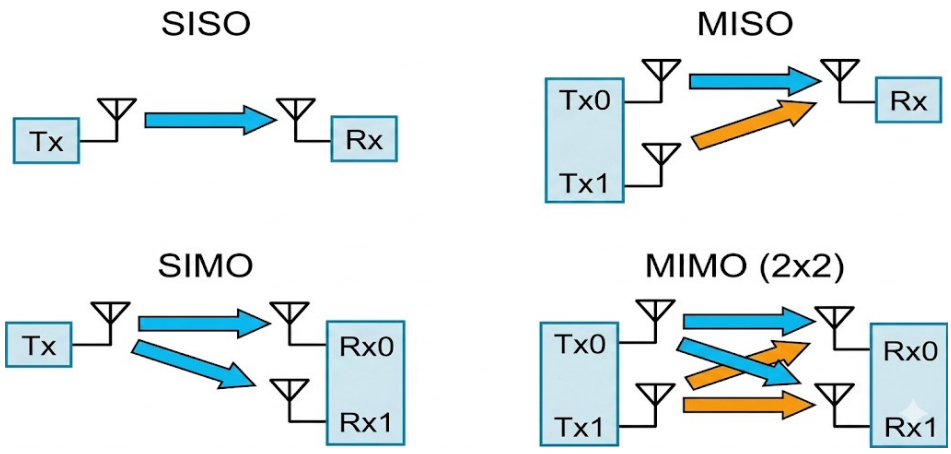


Figure II 7 Schémas de transmission sans fil (configurations des antennes).

II. 5. 1. SISO (Single Input Single Output):

Le système SISO (Single Input Single Output) désigne une configuration de transmission radio utilisant une seule antenne pour l'émission et une seule pour la réception. Il représente la forme la plus élémentaire des systèmes de communication sans fil et constitue le modèle de référence sur lequel repose la théorie classique des communications **[II.1].**

La capacité d'un canal SISO est donnée par la formule de Shannon **[II.1]** :

$$C = \log_2(1 + SNR) \text{ [bits/s/Hz]} \qquad \text{(II.2)}$$

Où:

- **C** : capacité du canal en bits par seconde par hertz (bits/s/Hz).
- **SNR (Signal-to-Noise Ratio)** : rapport signal-sur-bruit en réception.

Bien que relativement simple à mettre en œuvre, le 'SISO' est particulièrement sensible aux évanouissements du canal, car il ne dispose d'aucune redondance spatiale. Lors de conditions de propagation défavorables (évanouissement profond), le lien peut être entièrement rompu **[II.2].** Afin de surmonter cette limitation, différentes techniques de diversité en fréquence ou en temps ont été élaborées, mais elles nécessitent une utilisation moins efficace des ressources disponibles.

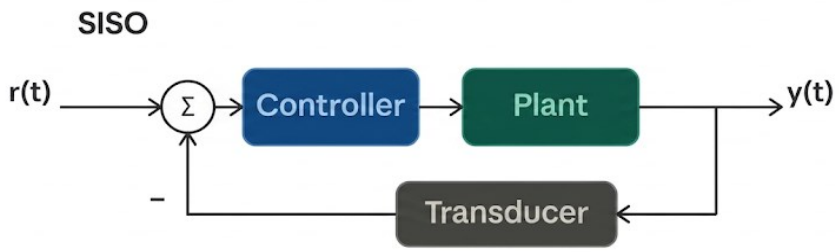


Figure II 8 Classical block diagram of a single-input, single-output (SISO).

Le SISO continue d'être employé dans de nombreuses applications à faible coût nécessitant une simplicité accrue, telles que l'Internet des objets (IoT), les capteurs sans fil et les systèmes embarqués à faible consommation d'énergie **[II.2]**.

II. 5. 2. SIMO (Single Input Multiple Output):

Le système SIMO (Single Input Multiple Output) constitue une configuration dans laquelle une seule antenne est utilisée pour l'émission, tandis que le récepteur est équipé de plusieurs antennes $\{N_r > 1\}$. Il s'agit de la première étape vers le développement des systèmes multi-antennes, qui introduit le concept de diversité en réception **[II.8]**.

Le système 'SIMO' permet d'obtenir un gain de diversité en réception grâce à différentes techniques de combinaison, qui consistent à fusionner les signaux reçus sur les différentes antennes afin d'améliorer la qualité et la fiabilité de la communication **[II.8]**.

- **MRC (Maximum Ratio Combining) :**

Pondère chaque signal par le conjugué du canal pour maximiser le SNR en sortie. Méthode optimale et très utilisée en Massive MIMO **[II.7].**

- **EGC (Equal Gain Combining) :**

Corrige seulement la phase et applique un gain identique à toutes les branches. Plus simple que le MRC, mais moins performant.

- **Sélection de diversité (SC) :**

Sélectionne uniquement la branche présentant le meilleur SNR. Très simple, mais n'exploite pas toute l'énergie reçue, donc moins efficace.

Les applications du 'SIMO' sont nombreuses :

- Systèmes de réception télévisuelle avec antennes de diversité.
- Modems cellulaires de l'ère 2G/3G.
- Certains systèmes radar modernes.
- Dans le contexte des réseaux 5G, le 'SIMO' est utilisé dans les équipements terminaux (smartphones) disposant de plusieurs antennes de réception **[II.8].**

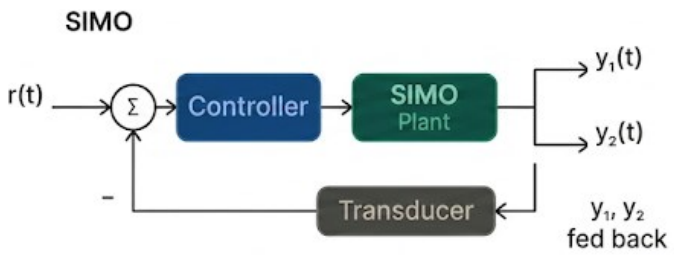


Figure II 9 Classical block diagram of a single-input, multiple-output (SIMO).

Bien que le 'SIMO' soit moins performant que le 'MIMO' complet, il offre un compromis intéressant entre coût et performance, surtout pour les terminaux mobiles ayant des limitations en puissance d'émission, car il renforce la fiabilité de la réception sans accroître la complexité du système émetteur.

II. 5. 3. MISO (Multiple Input Single Output):

Le système MISO (Multiple Input Single Output) constitue la configuration duale du système 'SIMO' : il comporte plusieurs antennes à l'émetteur $\{N_t > 1\}$ et une seule antenne au récepteur. Cette architecture est particulièrement adaptée aux situations où il est

avantageux de concentrer la complexité au niveau de l'émetteur, généralement la station de base, afin de réduire la charge sur le terminal mobile **[II.9]**.

Le MISO permet d'appliquer des techniques avancées de traitement à l'émission :

- **Beamforming à l'émission :** oriente l'énergie vers le récepteur cible en exploitant la connaissance du canal (CSIT : Channel State Information at Transmitter).
- **Précoding (Zero Forcing Beamforming -- ZFBF) :** Alternative sous-optimale mais pratique au codage DPC (Dirty Paper Coding) théoriquement optimal **[II.9]**.
- **Transmission Alamouti :** Code spatio-temporel applicable en MISO pour obtenir un gain de diversité sans connaissance du canal à l'émetteur.

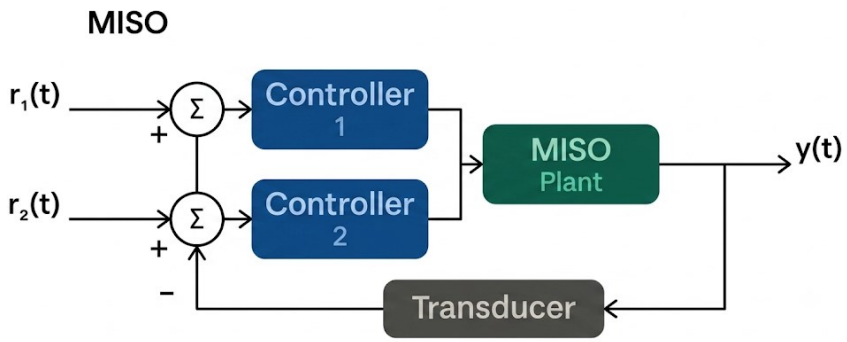


Figure II 10 Classical block diagram of a multiple-input, single-output (MISO).

Une application courante du 'MISO' est le canal de diffusion (MISO-BC—Broadcast Channel), dans lequel la station de base transmet simultanément à plusieurs utilisateurs mobiles en exploitant la diversité spatiale de la transmission. Dans les terminaux 5G de gamme moyenne, la configuration 'MISO' en liaison descendante (downlink) est fréquemment adoptée afin d'assurer une qualité de communication optimale tout en maintenant une architecture terminale efficace **[II.9]**.

II. 5. 4. MIMO (Multiple Input Multiple Output) :

Le système MIMO (Multiple Input Multiple Output) est la généralisation ultime des configurations précédentes, comportant $\{N_t\}$ antennes à l'émission et $\{N_r\}$ antennes à la réception (où $N_t > 1$ et $N_r > 1$). C'est cette configuration qui permet d'obtenir les gains les plus notables en termes de capacité et de fiabilité, et qui est au cœur des systèmes LTE-Advanced et 5G NR **[II.1]**.

La théorie de l'information indique que, pour un canal MIMO i.i.d. (indépendant et identiquement distribué) avec {Nr = Nt = N} antennes, la capacité ergodique s'accroît comme {N.log$_2$. (1 + SNR)} lorsque {N} est suffisamment grand **[II.1] [II.2]**.

Ce fait explique pourquoi les industriels ont constamment augmenté le nombre d'antennes dans les évolutions successives des standards mobiles.

La progression du nombre d'antennes dans les normes est illustrative de l'évolution des systèmes de communication sans fil, marquée par l'adoption croissante des architectures 'MIMO' pour améliorer les performances des réseaux mobiles.

- 2×2 MIMO dans le LTE initial (Release 8, 2009).
- 4×4 dans le LTE-Advanced (Release 10, 2011).
- 8×8 dans le LTE-Advanced Pro (Release 13, 2016).
- Jusqu'à 64×64 ou davantage dans les déploiements 5G massifs (Release 15+) **[II.1] [II.10]**.

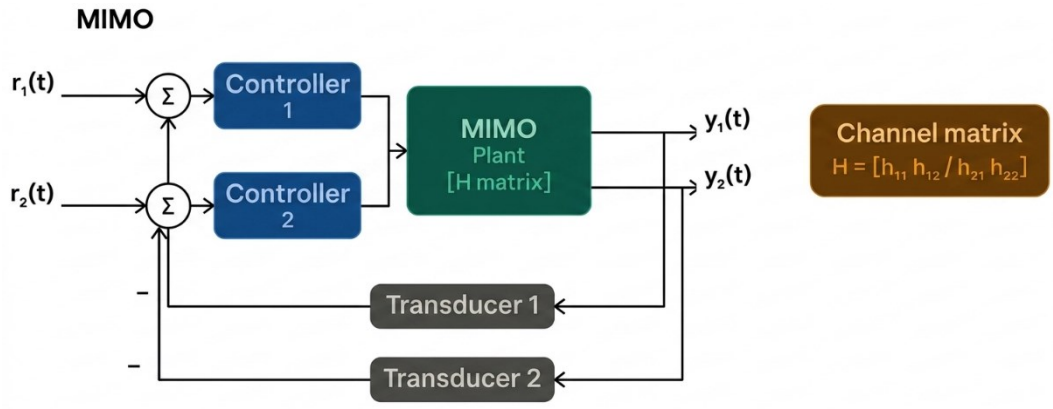


Figure II 11 Classical block diagram of a multiple-input, multiple-output (MIMO).

L'existence de plusieurs trajets spatiaux indépendants permet au MIMO d'exploiter à la fois la diversité (pour améliorer la robustesse) et le multiplexage (pour augmenter le débit), selon le compromis défini par le concepteur du système.

II. 5. 5. Exemples d'application et avantages :

Chacune des configurations exposées s'applique à des applications particulières en fonction du contexte d'utilisation et des contraintes technologiques. Le tableau ci-après résume les atouts et les limites de chaque architecture **[II.1] [II.2] [II.8] [II.9]** :

Tableau. II 1 Comparaison des configurations d'antennes SISO, SIMO, MISO et MIMO.

Configuration	Antennes (Tx/Rx)	Gain principal	Avantage clé	Applications typiques
SISO	1/1	Simplicité	Faible coût, faible complexité	IoT, capteurs, systèmes embarqués bas coût
SIMO	$1/N_r$	Diversité Rx	Meilleure robustesse au fading	Reception TV, modems 2G/G, radar
MISO	$N_t/1$	Beamforming Tx	Terminal Léger, complexité centrée à la BS	Downlink cellulaire, liaisons point-à-point
MIMO	N_t/N_r	Capacite + Diversité	Débit maximal efficacité spectrale élevée	LTE, 5G, NR, Wi-Fi 6.7, mmWave, V2X

Avantages spécifiques du MIMO par rapport aux autres configurations [II.1] [II.2] :

- Gain de capacité linéaire avec le nombre d'antennes min (N_t, N_r), impossible à atteindre avec SISO, SIMO, MISO, MIMO seuls.
- Exploitation simultanée du gain de diversité et du gain de multiplexage selon les besoins du système.
- Compatibilité native avec les standards cellulaires modernes (LTE, 5G NR) et les réseaux Wi-Fi (802.11ax/be).
- Scalabilité vers le MIMO massif (Massive MIMO) pour des performances encore supérieures.

II. 6. Domaines d'application des systèmes MIMO :

La souplesse et l'efficacité des systèmes 'MIMO' leur ont permis de se distinguer dans un vaste éventail d'applications, dépassant largement le cadre des communications

cellulaires **[II.11] [II.12]**. Le tableau ci-après présente un aperçu des principaux domaines, suivi d'une description approfondie :

Tableau. II 2 Panorama des domaines d'application des systèmes MIMO.

Domaine d'application	**Technologie MIMO utilisée**	**Standard/Exemple**
Télécommunications cellulaires	MIMO massif, MU-MIMO, beamforming 3D	LTE, 5G NR, IMT-2020
Réseaux locaux sans fil (Wi-Fi)	MU-MIMO, OFDMA	802.11n/ac/ax/be
Communications par satellite	MIMO virtuel, diversité spatiale	LEO, MEO, GEO MIMO
Météorologie & Télédétection	MIMO radar, formation de faisceaux	Radars météo, LiDAR MIMO
Radar automobile	MIMO radar (réseau virtuel étendu)	77 GHz MIMO radar, ADAS
Applications scientifiques	MIMO sonar, imagerie haute résolution	Géophysique, sous-marin
Télécommunications terrestres	Backhaul MIMO, liaisons point-to-point	Microwave backhaul, FBMC
Applications militaires	Beamforming adaptatif, anti-brouillage	Communications tactiques sécurisées
Véhicules autonomes (V2X)	C-V2X MIMO, URLLC	5G NR V2X, DSRC MIMO
IoT industriel (IoT)	MIMO à faible consommation NB-IoT	Industrie 4.0, mmMTC

- **Télécommunications cellulaires :** Il s'agit naturellement du principal domaine d'application du « MIMO ». Les réseaux LTE, LTE-Advanced et 5G NR sont tous

structurés autour d'architectures 'MIMO' **[II.1] [II.2],** allant de configurations {2×2} lors des premiers déploiements jusqu'au 'MIMO massif', comprenant entre {64} et {256} antennes, dans les stations de base 5G.

- **Réseaux locaux sans fil (Wi-Fi) :** Les normes IEEE 802.11n (Wi-Fi 4), 802.11ac (Wi-Fi 5) et 802.11ax (Wi-Fi 6/6E) intègrent la technologie 'MU-MIMO' (Multi-User MIMO), qui permet à un point d'accès de gérer simultanément plusieurs terminaux **[II.5].** La norme Wi-Fi 7 (802.11be) pousse ces capacités plus loin en introduisant un 'MIMO 16×16'.

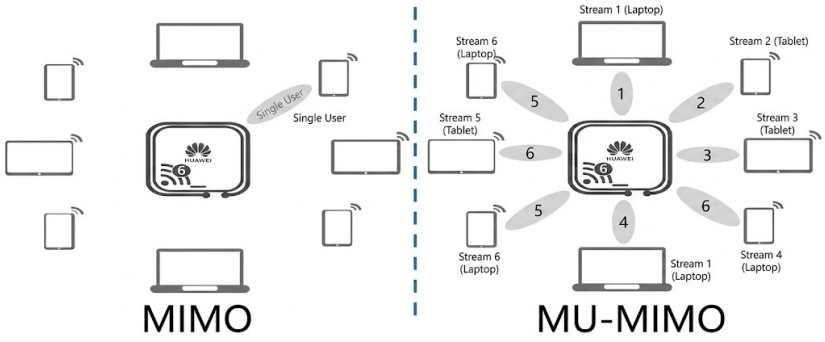


Figure II 12 Évolution du Wi-Fi : De MIMO à MU-MIMO.

- **Communication par satellite :** La technologie MIMO est déployée au sein des systèmes satellitaires en orbite terrestre basse (LEO) afin d'optimiser la capacité des liaisons entre le sol et les satellites. Des constellations telles que Starlink et OneWeb intègrent des techniques de MIMO virtuel ainsi que la diversité spatiale dans le but d'accroître le débit et la fiabilité des communications **[II.14].**

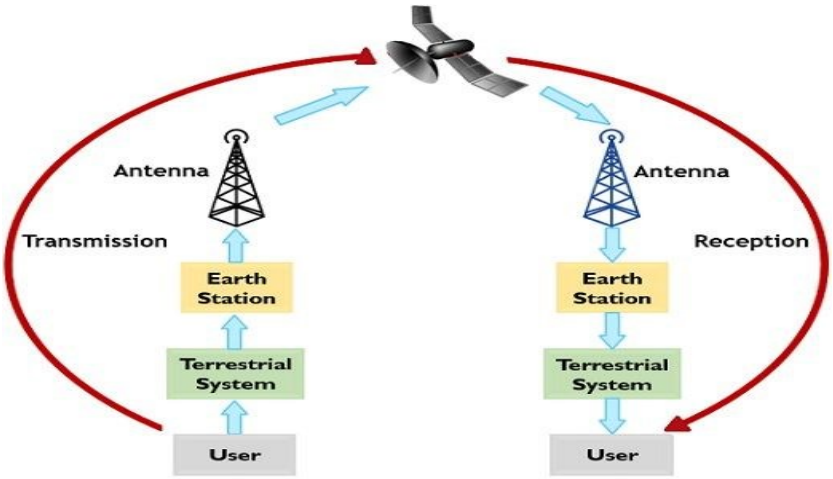


Figure II 13 Structure de la communication par satellite.

- **Météorologie et télédétection :** Les radars météorologiques à polarisation duale exploitent la technologie MIMO afin d'améliorer la résolution angulaire ainsi que la capacité de discrimination des différents types de précipitations. Par ailleurs, les systèmes de télédétection par satellite utilisant la technique 'SAR' (Synthetic Aperture Radar) tirent parti de la diversité spatiale pour fournir des images à haute résolution du relief terrestre **[II.22]**.

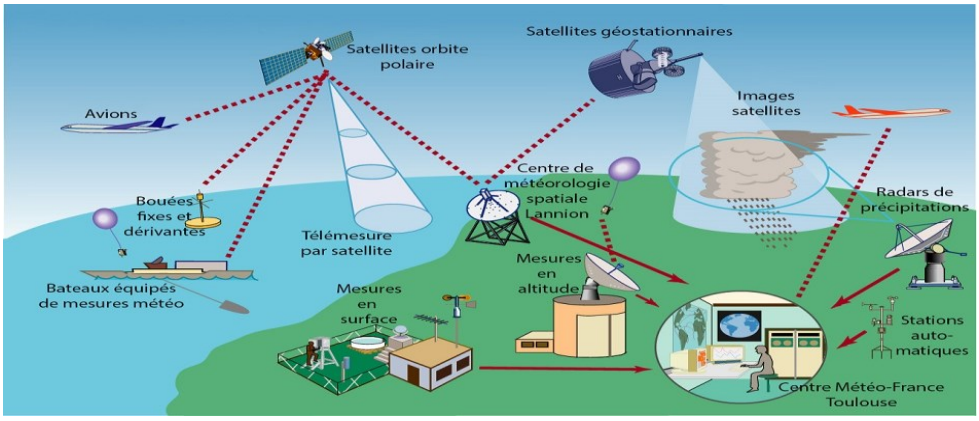


Figure II 14 Réseau d'observation et de surveillance météorologique.

- **Radar automobile :** Les radars intégrés dans les véhicules autonomes opèrent à des fréquences comprises entre {77} et {79} GHz et emploient la technologie 'MIMO' radar (réseau virtuel étendu) afin d'améliorer la résolution angulaire tout en utilisant un nombre restreint d'antennes physiques. Ces dispositifs sont cruciaux pour les systèmes d'assistance à la conduite avancée (ADAS : Advanced Driver Assistance Systems), incluant la détection d'obstacles, le suivi de voies et le freinage d'urgence automatique**.**
- **Applications scientifiques :** Dans le domaine sous-marin, les systèmes de sonar 'MIMO' offrent une localisation précise des cibles ainsi qu'une imagerie détaillée du fond marin. En géophysique, les réseaux de capteurs sismiques multi-antennes exploitent également les principes 'MIMO' afin d'améliorer la résolution des profils sismiques, notamment dans le cadre de la prospection pétrolière et de la surveillance des risques naturels.
- **Télécommunications terrestres :** Les liaisons backhaul par micro-ondes entre stations de base exploitent des systèmes 'MIMO' (généralement 2×2 ou 4×4) afin d'accroître la capacité des liens point-à-point sans nécessiter d'élargissement des bandes de fréquences allouées. Ces solutions jouent un rôle essentiel dans le transfert du trafic des stations de base 5G vers le cœur du réseau **[II.9]**.

- **Applications militaires et défense :** Les systèmes 'MIMO' sont utilisés dans le cadre des communications tactiques sécurisées, où il est essentiel d'assurer une robustesse face aux interférences intentionnelles (brouillage) et de maintenir une faible probabilité d'interception **[II.11].** Les techniques de beamforming adaptatif permettent de concevoir des diagrammes de rayonnement complexes, rendant leur interception ou leur perturbation difficile.

II. 7. Le réseau MIMO Massif (Massive MIMO) :

Le 'Massive MIMO', également désigné sous les termes 'Large Scale MIMO' ou 'Full Dimension MIMO', représente une évolution majeure du 'MIMO' classique. Dans ce cadre, la station de base est équipée d'un nombre très élevé d'antennes actives, généralement compris entre {64} et {256}, voire davantage, permettant de servir simultanément un grand nombre d'utilisateurs sur la même bande de fréquence **[II.2].**

Introduit par Marzetta en 2010, ce concept constitue l'une des innovations fondamentales pour le déploiement des réseaux 5G **[II.13].**

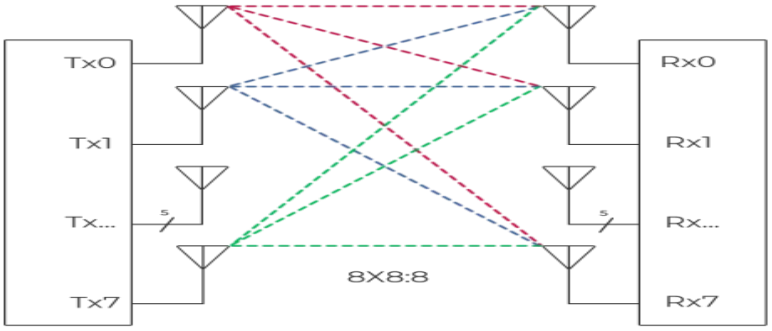


Figure II 15 Diagramme de configuration d'antennes MIMO 8x8

Le fondement du 'MIMO Massif' repose sur un résultat théorique essentiel : lorsque le nombre d'antennes à la station de base tend vers l'infini, les vecteurs de canal entre la station et les différents utilisateurs deviennent asymptotiquement orthogonaux **[II.13].** Cette propriété, connue sous le nom de propagation favorable, permet d'éliminer presque totalement les interférences entre utilisateurs à l'aide de détecteurs linéaires simples (MRT en voie descendante, MF en voie montante).

II.7.1. Avantages du MIMO massif par rapport au MIMO conventionnel :

- **Augmentation significative de l'efficacité spectrale :** En desservant de nombreux utilisateurs en 'MU-MIMO', la capacité totale du secteur peut être multipliée par un facteur de 10 ou plus par rapport au LTE.
- **Réduction de la consommation énergétique :** Grâce à la focalisation spatiale, chaque antenne peut émettre à une puissance considérablement inférieure tout en préservant la qualité du lien, ce qui diminue la consommation globale de la station de base.
- **Robustesse accrue** : Le grand nombre d'antennes confère au système une robustesse face aux défaillances d'éléments individuels (dégradation progressive) et aux interférences intercellulaires.
- **Latence réduite :** La focalisation spatiale diminue les niveaux d'interférence, ce qui permet de simplifier et d'accélérer les processus d'accès au canal.
- **Scalabilité :** L'architecture 'Massive MIMO' est adaptée aux déploiements 'Cell-Free MIMO', où les antennes sont réparties géographiquement pour assurer une couverture uniforme d'une zone **[II.13].**

II.7.2. Défis du déploiement :

- **Estimation du canal :** Avec un nombre élevé d'antennes, le coût en ressources pilotes pour évaluer la matrice de canal complète devient prohibitif, en particulier en duplex temporel (TDD) où la réciprocité du canal est exploitée.
- **Contamination par les pilotes :** La réutilisation des séquences pilotes dans les cellules voisines engendre une interférence spécifique au 'MIMO Massif', ce qui limite ses performances dans les déploiements multicellulaires.
- **Complexité matérielle :** L'intégration de centaines d'émetteurs-récepteurs actifs dans un panneau compact pose un défi en matière de consommation, de dissipation thermique et de coût. Les architectures hybrides analogiques-numériques représentent une voie prometteuse pour diminuer le nombre de convertisseurs ADC (Analog-to-Digital Converter). **Synchronisation :** La synchronisation précise de toutes les chaînes RF est essentielle pour garantir la cohérence du traitement spatial.

II. 8. Bande millimétrique (mmWave) : caractéristiques spectrales et intégration avec le MIMO :

La bande millimétrique (mmWave) désigne les fréquences comprises entre {24 GHz} et {100 GHz}, correspondant à des longueurs d'onde allant de {1 à 10} millimètres. Ces fréquences représentent une ressource spectrale majeure pour les réseaux 5G, répondant aux exigences accrues en débit des applications 'eMBB' (Enhanced Mobile Broadband).

La large plage de fréquences disponibles dans ce spectre, comprenant plusieurs gigahertz continus, permet, en théorie, d'atteindre des débits pouvant atteindre plusieurs dizaines de gigabits par seconde.

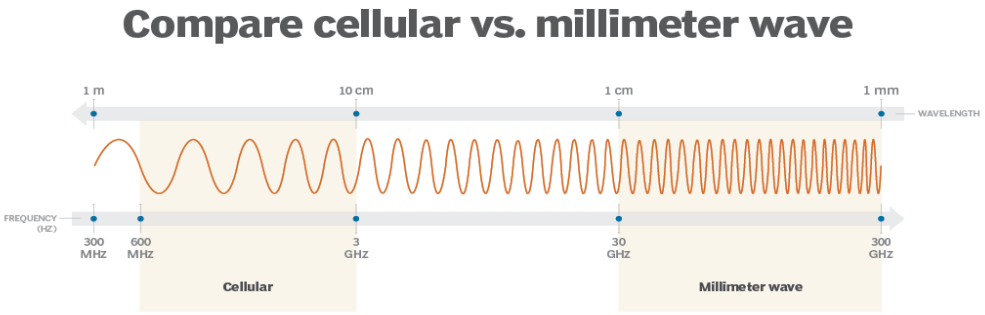


Figure II 16 Comparaison entre les fréquences cellulaires classiques et la technologie mmWave.

II.8.1. Caractéristiques physiques :

- **Forte atténuation en espace libre :** Contrairement aux fréquences {sub-6} GHz, les ondes mmWave subissent une atténuation significative en raison des murs, de la végétation et des précipitations (pluie, brouillard).
- **Absorption atmosphérique :** En particulier autour de {60} GHz à cause de la résonance de l'oxygène moléculaire (O_2), ce qui limite cette bande aux communications en intérieur et à courte portée.
- **Portée limitée :** Généralement restreinte à quelques centaines de mètres à l'extérieur et à quelques dizaines de mètres à l'intérieur, ce qui nécessite une densification du réseau.
- **Petite longueur d'onde :** Cela permet d'intégrer un très grand nombre d'éléments d'antenne dans un espace réduit. Un réseau de {64} antennes à {28} GHz occupe environ la surface d'une carte de crédit.

II.8.2. Bandes de fréquences millimétriques allouées à la 5G :

- *24,25-27,5* GHz (bande n258, n261).
- *26,5-29,5* GHz (bande n257) : la principale bande mmWave 5G en Europe.
- *37-43,5* GHz (bande n260) : adjudication aux États-Unis.
- *57-71* GHz (bande non licenciée) : pour les communications indoor à très haut débit.

Dans ce contexte, l'association entre la technologie ‘mmWave’ et le ‘MIMO Massif’ revêt une importance particulière. La courte longueur d'onde facilite considérablement l'intégration du ‘MIMO Massif’ dans les équipements 5G. Par ailleurs, le nombre élevé d'antennes permet une mise en forme de faisceau très directive, offrant un gain d'antenne élevé et compensant en grande partie l'atténuation en espace libre inhérente à ces fréquences **[II.4] [II.14].**

II. 9. Réseaux mobiles 5G :

II. 9. 1. Définition :

La cinquième génération de réseaux mobiles (5G) désigne le dernier standard international en matière de communications cellulaires, normalisé par le 3GPP (3rd Generation Partnership Project) **[II.1]**. La 5G est définie par l'UIT-R dans le cadre du programme IMT-2020 (International Mobile Telecommunications, 2020), qui établit des exigences de performance quantifiées couvrant trois grandes familles de cas d'usage :

- **eMBB (Enhanced Mobile Broadband) :** un débit de pointe de {20 Gbit/s} en téléchargement (DL) et 10 Gbit/s en envoi (UL), avec une efficacité spectrale maximale de 30 bit/s/Hz (DL).
- **mMTC (Massive Machine-Type Communications) :** une densité de connexions pouvant atteindre 10^6 dispositifs par km², pour les applications IoT à grande échelle.
- **URLLC (Ultra-Reliable Low-Latency Communications) :** une latence utilisateur inférieure à 1 ms et un taux d'erreur résiduel de $\{10^{-5}\}$, pour des applications critiques (chirurgie à distance, véhicules autonomes, contrôle industriel).

Sur le plan architectural, la 5G introduit plusieurs innovations majeures par rapport aux générations précédentes **[II.1] [II.11].** Le réseau d'accès radio (RAN) adopte une

architecture NG-RAN (Next Generation RAN) qui permet la virtualisation (vRAN) et la centralisation du traitement (C-RAN).

Le cœur de réseau 5GC (5G Core) est entièrement fondé sur des microservices, avec une séparation des plans de contrôle et de données (CUPS), un support natif des tranches réseau (network slicing) et l'intégration du paradigme MEC (Multi-access Edge Computing).

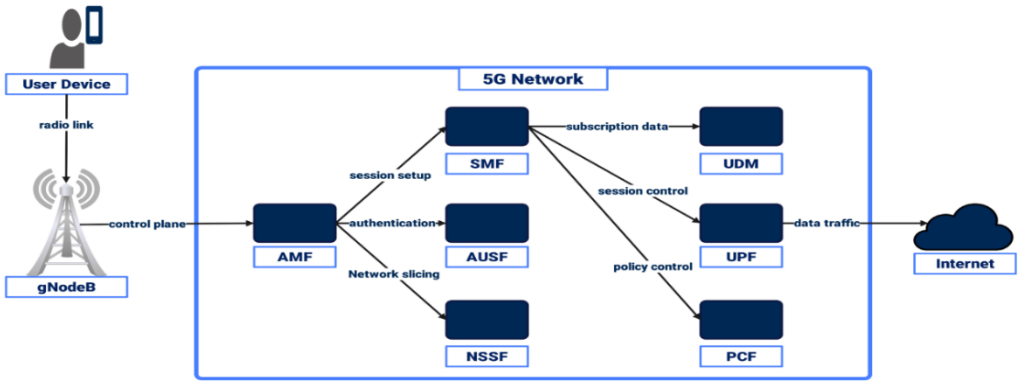


Figure II 17 Schéma de réseau pour la 5G.

II. 9. 2. Domaines d'application des réseaux mobiles 5G :

La polyvalence de la 5G lui permet d'adresser une grande diversité de secteurs et de cas d'usage qui n'étaient pas envisageables avec les générations précédentes **[II.11] [II.3]**.

- **Applications eMBB :** Le très haut débit de la 5G permet d'enrichir considérablement les usages multimédias mobiles, tels que le streaming vidéo en 4K/8K, la réalité virtuelle et augmentée (VR/AR) immersive, le gaming en cloud, ainsi que les communications holographiques. Dans des environnements denses comme les stades, gares et centres commerciaux, la capacité multi-utilisateur du 'MIMO Massif 5G' assure une expérience utilisateur de haute qualité, même en cas de forte congestion.
- **Villes intelligentes (Smart Cities) :** La 5G est un pilier des initiatives de villes intelligentes, en connectant une infrastructure dense de capteurs urbains pour la gestion du trafic, l'éclairage adaptatif, la gestion des déchets et la surveillance environnementale. La faible latence et la haute densité de connexions simultanées sont essentielles pour ces applications.
- **Industrie 4.0 et usines intelligentes :** La 5G URLLC permet la mise en œuvre de lignes de production entièrement automatisées, avec des robots collaboratifs (cobots), des machines-outils commandées à distance et des systèmes de contrôle de

qualité par vision artificielle en temps réel. La flexibilité du réseau 5G (via le network slicing) permet de dédier des tranches réseau à haute fiabilité pour les processus critiques.

- **Véhicules autonomes et transports intelligents (V2X) :** La communication C-V2X (Cellular V2X) basée sur la 5G NR permet aux véhicules d'échanger des informations critiques (position, vitesse, intentions de manœuvre) avec une latence inférieure à {10 ms}. Cette communication en temps réel est indispensable pour la sécurité des véhicules autonomes de niveaux {4} et {5}.
- **Santé connectée (e-Health) :** La 5G ouvre de nouvelles perspectives pour la télémédecine avancée : chirurgie robotisée à distance, monitoring continu de patients chroniques via des dispositifs connectés implantables, et diagnostic médical assisté par IA en temps réel. La haute fiabilité (URLLC) est ici absolument critique.
- **Agriculture de précision :** Les réseaux 5G en milieu rural (par le biais d'architectures non-terrestres incluant les satellites LEO) permettent une supervision instantanée des drones agricoles, une irrigation automatique reposant sur des capteurs d'humidité et une traçabilité complète des productions alimentaires.

II. 9. 3. Avantages et inconvénients des réseaux 5G :

À l'instar de toute technologie, la 5G présente des avantages considérables, mais elle soulève également des défis et des inconvénients qu'il est crucial d'examiner pour une évaluation objective **[II.2] [II.11] [II.15].**

Avantages :

• Débit très élevé : La 5G est capable d'atteindre des débits de pointe de {20 Gbit/s}, ce qui représente une amélioration d'un facteur {20} par rapport à la 4G LTE-Advanced. Cette performance est rendue possible grâce à l'utilisation de la bande ‘mmWave’ et du ‘MIMO Massif’ **[II.1].**

• Latence ultra-faible : La latence de bout-en-bout du plan utilisateur peut descendre en dessous de la milliseconde dans les configurations URLLC, alors qu'elle est typiquement de {20 à 30} ms pour la 4G. Cette caractéristique est essentielle pour les applications critiques en temps réel **[II.2].**

• **Densité de connexions massive :** La 5G peut gérer jusqu'à un million de dispositifs par {km²}, ouvrant ainsi la voie à l'Internet des objets à grande échelle et aux déploiements de capteurs massifs **[II.11].**

• **Efficacité énergétique améliorée :** Grâce au 'MIMO Massif' et aux techniques de mise en veille intelligente des antennes, la 5G augmente l'efficacité énergétique par bit transmis d'un facteur de {100} par rapport à la 4G **[II.11].**

• **Flexibilité architecturale :** Le découpage de réseau et la virtualisation permettent d'ajuster dynamiquement les ressources en fonction des besoins spécifiques de chaque application **[II.1].**

• **Sécurité renforcée :** La 5G intègre de manière native des mécanismes de sécurité avancés (authentification mutuelle SUPI/SUCI, chiffrement de bout en bout) qui étaient absents ou limités dans les générations précédentes **[II.11].**

• **Interopérabilité avec les réseaux existants :** La 5G peut fonctionner en mode Non-Standalone (NSA) en s'appuyant sur l'infrastructure 4G LTE existante, ce qui facilite un déploiement progressif sans nécessiter un remplacement complet du réseau **[II.15].**

Inconvénients et défis :

- **Coût de déploiement élevé :** La densification nécessaire pour la couverture mmWave impose l'installation d'un très grand nombre de petites cellules (Small cells), ce qui représente un investissement infrastructurel important pour les opérateurs **[II.11]**.
- **Portée limitée des ondes mmWave :** L'atténuation élevée en espace libre et la sensibilité aux obstacles des fréquences millimétriques limitent leur portée à quelques centaines de mètres, nécessitant une forte densification du réseau **[II.3] [II.4]**.
- **Consommation énergétique des stations de base :** Bien que plus efficaces par bit transmis, les stations 5G équipées de MIMO massif consomment davantage d'énergie en valeur absolue, ce qui soulève des questions liées à l'empreinte carbone **[II.11]**.
- **Complexité de gestion :** Les architectures 5G (virtualisation, network slicing, C-RAN) nécessitent des compétences avancées et des outils de gestion sophistiqués, rendant l'exploitation et la maintenance plus complexes.

- **Couverture rurale insuffisante :** Les caractéristiques de propagation des fréquences mmWave les rendent peu adaptées aux zones rurales peu denses, ce qui peut accentuer la fracture numérique entre zones urbaines et rurales **[II.11]**.

II. 10. Conclusion :

Ce chapitre offre une présentation structurée et approfondie des principes technologiques fondamentaux des systèmes MIMO ainsi que leur intégration dans l'écosystème des réseaux mobiles 5G. Il met en évidence la capacité de la technologie MIMO, en exploitant la dimension spatiale du canal de propagation, à dépasser les limitations des systèmes à antenne unique (SISO) en termes de capacité et de robustesse **[II.1] [II.2]**.

L'analyse des différentes configurations (SISO, SIMO, MISO, MIMO) permet d'identifier le contexte optimal d'utilisation pour chaque architecture, en fournissant des définitions précises, les équations associées avec leurs variables clairement définies, ainsi que les applications correspondantes. Par ailleurs, l'étude des techniques telles que le multiplexage spatial, la modulation OFDM, le beamforming et le codage spatio-temporel souligne la richesse du domaine et la complémentarité des approches **[II.1] [II.4] [II.6]**.

Le concept de MIMO massif, reposant sur des centaines d'antennes actives, constitue une avancée significative permettant de desservir simultanément un grand nombre d'utilisateurs avec une efficacité spectrale sans précédent **[II.13].** L'intégration de ces technologies avec la bande millimétrique (mmWave), qui offre une ressource spectrale abondante mais exige une conception système rigoureuse, représente l'un des enjeux clés de la 5G **[II.3] [II.4] [II.14].**

Les réseaux 5G se présentent ainsi comme une plateforme versatile et adaptable, capable de répondre à une large gamme de besoins, allant du haut débit mobile (eMBB) aux communications ultra-fiables (URLLC) pour l'industrie du futur. Les enjeux abordés dans ce chapitre serviront de base aux chapitres suivants, qui traiteront des aspects pratiques liés à la conception d'antennes MIMO pour les applications 5G, notamment en ce qui concerne l'isolation et l'adaptation des réseaux MIMO à la fréquence de résonance de 26 GHz **[II.10] [II.12].**

Chapitre III : Conception et simulation d'antennes MIMO sous CST Studio Suite :

III. 1. Introduction :

Le déploiement des réseaux mobiles de cinquième génération (5G) impose des contraintes techniques de plus en plus élevées en termes de débit, de flexibilité spectrale et de fiabilité des liaisons sans fil. Face à ces exigences, la technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output) s'est imposée comme une solution clé, capable d'exploiter la diversité spatiale du canal pour améliorer simultanément la capacité et la robustesse du système. Pour aller plus loin, les antennes MIMO dites reconfigurables permettent d'adapter dynamiquement leurs propriétés de rayonnement, fréquence de résonance, diagramme, polarisation, sans modification physique de la structure, ce qui les rend particulièrement adaptées aux terminaux 5G multi-bandes **[III.1] [III.2]**.

La conception et l'optimisation des antennes présentées dans ce chapitre sont entièrement menées dans l'environnement de simulation électromagnétique CST Studio Suite (Computer Simulation Technology), qui constitue l'outil de référence pour la modélisation en pleine onde de structures rayonnantes. La méthode employée est la technique d'intégration finie (FIT-Finite Integration Technique), implémentée dans le module CST Microwave Studio, qui permet une résolution précise des équations de Maxwell pour des géométries tridimensionnelles complexes.

La démarche adoptée dans ce chapitre est progressive et structurée autour des étapes suivantes. L'environnement de travail CST ainsi que les paramètres généraux de simulation sont d'abord présentés. La conception de l'antenne élémentaire est ensuite exposée, du dimensionnement analytique jusqu'aux résultats de simulation. Sur cette base, une antenne proposée est développée par l'intégration de fentes et une étude paramétrique approfondie.

La configuration MIMO à deux éléments est ensuite étudiée, en considérant les paramètres **S**, l'isolation et les métriques de diversité (ECC), avant d'être étendue à un réseau MIMO à quatre éléments. Finalement, des réseaux MIMO reconfigurables ont été présentés en insérant des diodes PIN sur le plan de masse.

Une étude comparative croisée entre les différentes configurations proposées est ensuite réalisée, suivie d'une discussion critique des résultats, des limites de la simulation et des perspectives d'amélioration.

III. 2. Présentation du logiciel CST Studio Suite

La modélisation rigoureuse des antennes MIMO exige des plateformes de simulation capables de restituer fidèlement le comportement électromagnétique de structures rayonnantes complexes, évoluant dans des milieux aux propriétés hétérogènes. Parmi les environnements disponibles, CST Studio Suite s'est imposé comme un outil incontournable dans la communauté scientifique dédiée à l'ingénierie des hyperfréquences, tant par la diversité de ses solveurs que par la précision de ses résultats **[III.11]**.

Développée par Dassault Systèmes, CST Studio Suite est une suite logicielle de simulation électromagnétique tridimensionnelle qui couvre un large spectre de problèmes physiques : régime temporel, régime fréquentiel et analyse modale. Son module dédié aux structures à hautes fréquences, CST Microwave Studio, constitue le cœur de la plateforme et permet de traiter aussi bien les antennes imprimées que les composants hyperfréquences passifs et actifs **[III.11]**. Deux solveurs numériques sont principalement exploités : le premier, fondé sur la méthode des différences finies en domaine temporel (FDTD_Finite Difference Time Domain), s'avère particulièrement efficace pour les structures à large bande. Le second, reposant sur la méthode des éléments finis (FEM_Finite Element Method), offre une plus grande souplesse pour les géométries à fort rapport de forme ou les milieux fortement inhomogènes.

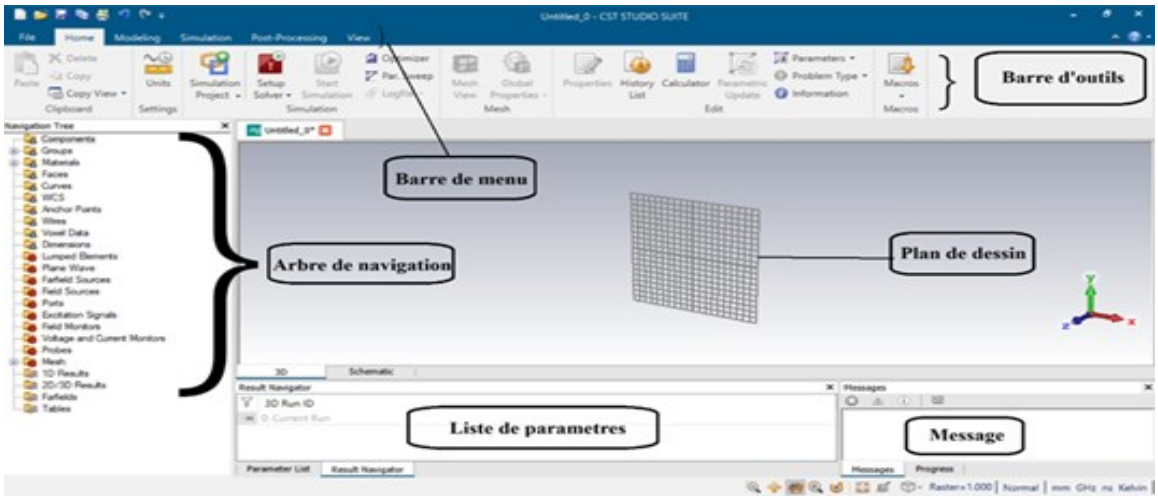


Figure III 2 Interface principale de CST Studio Suite

Le recours à CST Studio Suite dans le domaine des antennes MIMO reconfigurables est largement documenté dans la littérature récente. Plusieurs travaux de recherche ont exploité cet environnement de simulation pour la conception et la validation d'antennes MIMO destinées aux applications 5G, notamment grâce à la précision de ses solveurs

électromagnétiques dans l'extraction des paramètres S et des caractéristiques de rayonnement en champ lointain **[III.1] [III.3]**. La plateforme permet également la modélisation de composants actifs, tels que les diodes PIN, afin d'étudier les mécanismes de reconfiguration de la configuration fréquentielle et de polarisation avant toute phase de réalisation expérimentale.

Au-delà de sa précision numérique, CST Studio Suite se distingue par sa capacité à prendre en charge différents types de substrats diélectriques et de matériaux utilisés (FR-4, Rogers RO4003C, Arlon, entre autres) dans la conception d'antennes imprimées. La plateforme propose par ailleurs des modules d'optimisation paramétrique avancés, notamment par l'algorithme génétique et par la surface de réponse permettant d'explorer efficacement l'espace de conception et de converger vers les performances électromagnétiques souhaitées **[III.11]**.

III. 3. Conception de l'antenne élémentaire :

Avant d'aborder les configurations MIMO et les mécanismes de reconfigurabilité, il est essentiel de concevoir une antenne élémentaire de référence dont les performances de base sont correctement maîtrisées et validées. Cette étape constitue le point de départ de l'ensemble du travail présenté dans ce chapitre, puisqu'elle permet d'établir une structure rayonnante fiable avant d'envisager des configurations plus complexes. La démarche adoptée s'appuie sur trois phases principales : le dimensionnement analytique initial, la modélisation numérique sous CST Studio Suite, puis l'analyse des résultats de simulation pleine onde obtenus.

III. 3. 1. Dimensionnement théorique :

Le dimensionnement de l'antenne patch circulaire repose sur les formulations analytiques classiques issues de la théorie des cavités résonantes. Ces expressions permettent d'estimer les dimensions géométriques initiales à partir des paramètres électriques du substrat et de la fréquence de résonance cible. Les valeurs obtenues servent de point de départ à l'optimisation par simulation électromagnétique pleine onde **[III.7] [III.8]**

Le substrat diélectrique retenu pour cette étude est le FR-4, un matériau largement utilisé dans les antennes imprimées en raison de son faible coût, de sa disponibilité et de ses caractéristiques électriques bien documentées.

III. 3. 1. 1. Cahier des charges :

Le tableau ci-dessous résume les spécifications électromagnétiques et matérielles retenues pour le dimensionnement de l'antenne élémentaire. La fréquence de travail choisie, fixée à 26 GHz, correspond à l'une des bandes candidates de la 5G millimétrique. Le substrat FR-4 a été retenu en raison de sa disponibilité, de son faible coût et de ses caractéristiques électriques largement documentées dans la littérature **[III.9]**.

Tableau. III. 1 Cahier des charges de l'antenne élémentaire.

Paramètre	Symbole	Valeur
Fréquence de résonance	f_r	26 GHz
Substrat diélectrique	//	FR-4
Permittivité relative	εr	4.3
Épaisseur de substrat	h	1.58 mm
Impédance de référence	//	50 Ω

III. 3. 1. 2. Calculs des dimensionnements :

Les dimensions de l'antenne patch circulaire sont déterminées à partir des équations analytiques résumées dans le tableau III.2. Le calcul commence par l'estimation du rayon réel du patch 'a' à partir d'un paramètre intermédiaire 'F', puis se poursuit par les dimensions du substrat et de la ligne d'alimentation **[III.7] [III. 10].**

Tableau III. 2 Équations analytiques pour le dimensionnement de l'antenne patch circulaire.

Paramètre	Symbole	Equation
Rayon intermédiaire	F	$F = \frac{(8.791 \times 10^9)}{fr\sqrt{\varepsilon r}}$
Rayon réel du patch	a	$a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon r F}\left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726\right]\right\}^{1/2}}$
Longueur du substrat	Ls	$Ls = L1s + 2a + 6 \times h$
Largeur du substrat	Ws	$Ws = 2a + 6 \times h$
Longueur d'onde libre	λ_0	$\lambda_0 = \frac{c}{fr}$ Avec : c = 3×10^8
Constante diélectrique effective	ε_eff	$\varepsilon_eff = \frac{\varepsilon r - 1}{2}\frac{\varepsilon r + 1}{2} . \left[1 + 12\frac{h}{w}\right]^{\frac{1}{2}}$
Longueur de la ligne d'alimentation	L_{1s}	$L_{1s} = \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda 0}{\sqrt{\varepsilon_eff}}$

Les dimensions de l'antenne ont été déterminées à partir des équations de conception, comme indiqué dans le tableau ci-dessus. L'antenne élémentaire ainsi obtenue constitue la structure de référence sur laquelle reposent les différentes étapes de conception et d'optimisation développées par la suite. Les principales dimensions géométriques de cette antenne, notamment le rayon du patch circulaire (a), la longueur et la largeur du substrat (Ls et Ws), ainsi que les dimensions de la ligne d'alimentation (La et W), sont récapitulées dans le tableau suivant :

Tableau III 3 Dimensions calculées analytiquement de l'antenne élémentaire.

Paramètre	Symbole	Valeur (mm)
Rayon du patch	a	1.417 mm

Longueur du substrat	Ls	15.094 mm
Largeur du substrat	Ws	12.314 mm
Longueur de la ligne d'alimentation	La	2.78 mm

III. 3. 2.Modélisation de l'Antenne initiale

La structure est constituée de quatre couches superposées :

- Le plan de masse en PEC (Perfect Electric Conductor).
- Le substrat FR-4.
- Le patch circulaire.
- La ligne d'alimentation microbande.

L'ensemble est intégré dans une boîte de simulation discrétisée à l'aide d'un maillage hexaédrique adaptatif.

La figure III.2. (a), montre une vue de face bidimensionnelle permettant d'apprécier les dimensions du patch et de sa ligne d'alimentation, tandis que la figure III.2. (b) expose une vue en perspective (3D) afin de mettre en évidence l'épaisseur du substrat ainsi que l'emplacement du port d'excitation.

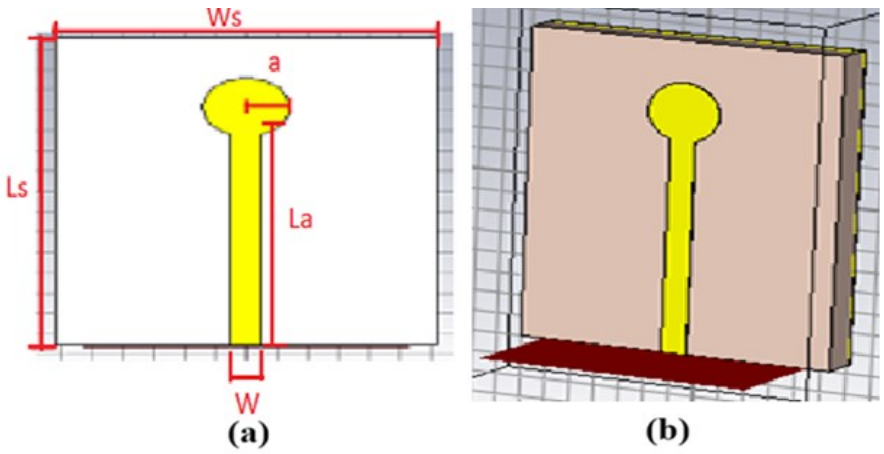


Figure III 3 Visualisation en 3D de l'antenne initiale sous CST Studio Suite.

La figure suivante illustre l'évolution de la puissance réfléchie en fonction de la fréquence de l'antenne initiale.

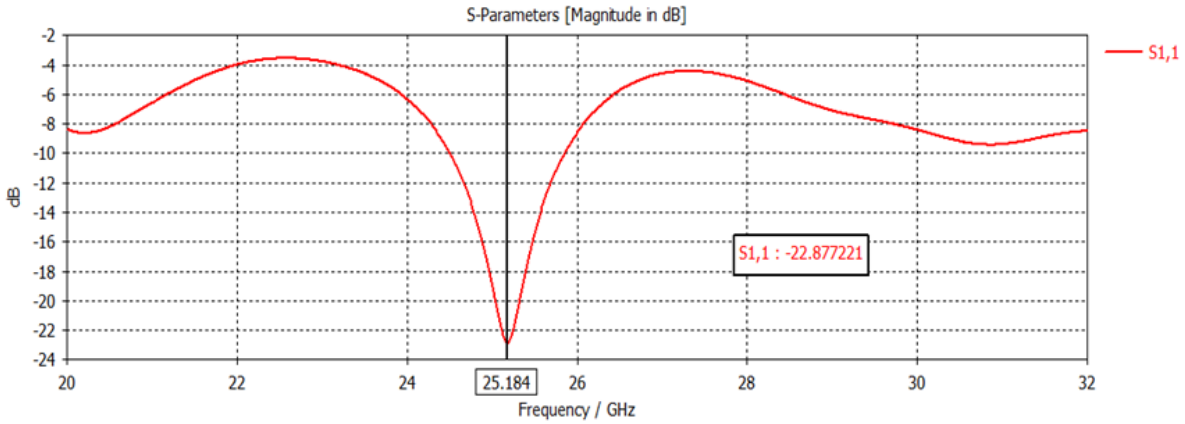


Figure III 4 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne initiale.

La fréquence de résonance mesurée à 25,184 GHz, caractérisée par un coefficient de réflexion S_{11} de −22,877 dB, est inférieure de 0,82 GHz à la valeur cible de 26 GHz. Pour corriger cet écart, une diminution modérée des dimensions du patch rayonnant est envisagée, combinée à l'insertion de fentes sur ce dernier, de manière à ramener la fréquence de résonance à la valeur souhaitée.

III. 3. 3. Modélisation de l'antenne circulaire à fente conventionnelle

Des fentes ont été introduites dans la structure de l'antenne initiale dans le but d'ajuster ses caractéristiques électromagnétiques et de permettre un meilleur contrôle de la fréquence de résonance. Cette modification géométrique a été réalisée spécifiquement pour déplacer et stabiliser la fréquence de résonance autour de 26 GHz, tout en améliorant l'adaptation d'impédance et en optimisant les performances globales de l'antenne. Ainsi, l'ajout des fentes constitue une étape essentielle dans le processus de conception et d'optimisation de l'antenne.

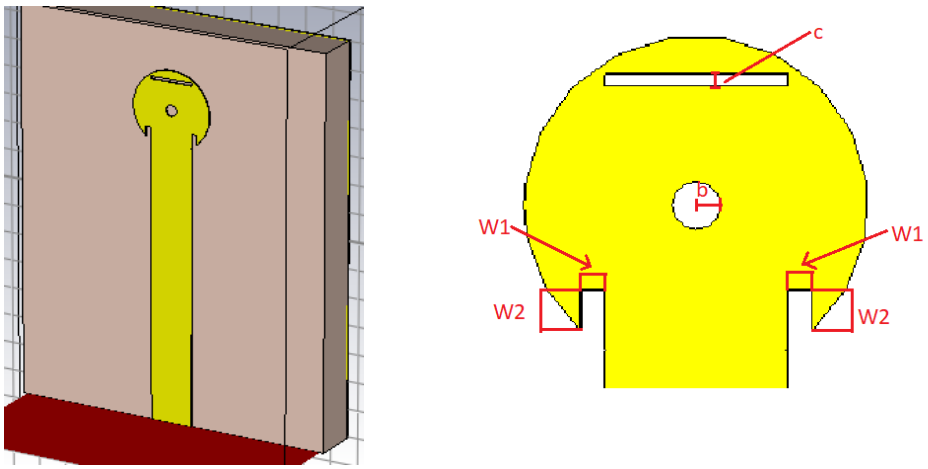


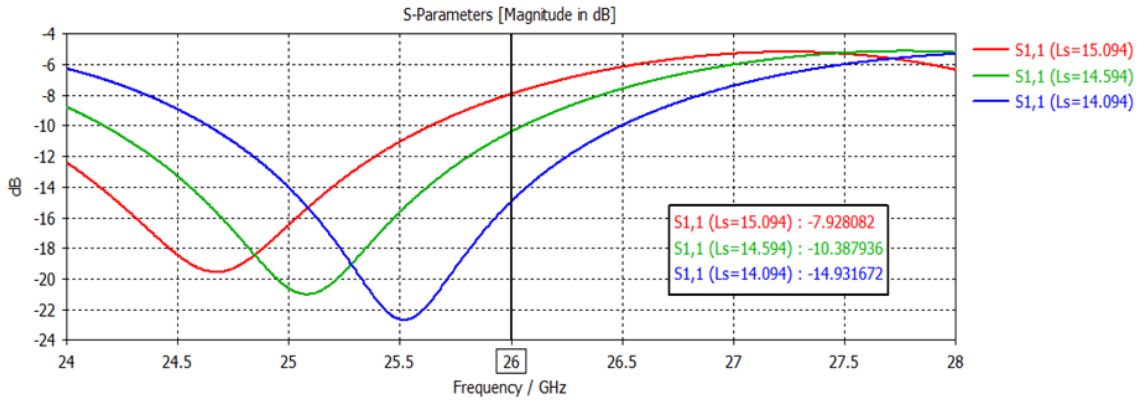
Figure III 5 Géométrie de l'antenne conventionnelle à fentes.

III. 3. 3. 1. Études paramétriques :

Une étude paramétrique consiste à faire varier systématiquement un ou plusieurs paramètres du modèle afin d'analyser leur influence sur les performances de l'antenne et d'optimiser ses caractéristiques en fonction des objectifs de conception.

A. Étude de la longueur du substrat :

La longueur initiale de référence de l'élément rayonnant est fixée à Ls = 15,094 mm. Deux configurations distinctes ont ensuite été examinées par simulation, à savoir Ls = 14,594 mm puis Ls = 14,094 mm.



La réduction de la longueur de substrat Ls provoque un décalage de la résonance vers les hautes fréquences et améliore significativement l'adaptation à 26 GHz. La valeur Ls = 14.094 mm est retenue comme valeur optimale pour la conception finale de l'antenne.

B. Étude de la largeur du substrat :

Après avoir optimisé la longueur de substrat Ls et retenu la valeur Ls = 14.094 mm, une deuxième étude paramétrique est menée sur la largeur du substrat Ws. Ce paramètre géométrique influe directement sur la distribution du champ électromagnétique et, par conséquent, sur les caractéristiques de résonance de l'antenne. La valeur de référence initiale est Ws = 12.314 mm, et deux réductions successives ont été simulées : Ws = 11.814 mm et Ws = 11.314 mm, afin d'observer l'impact de ce paramètre sur l'adaptation en réflexion S_{11} à la fréquence cible de 26 GHz.

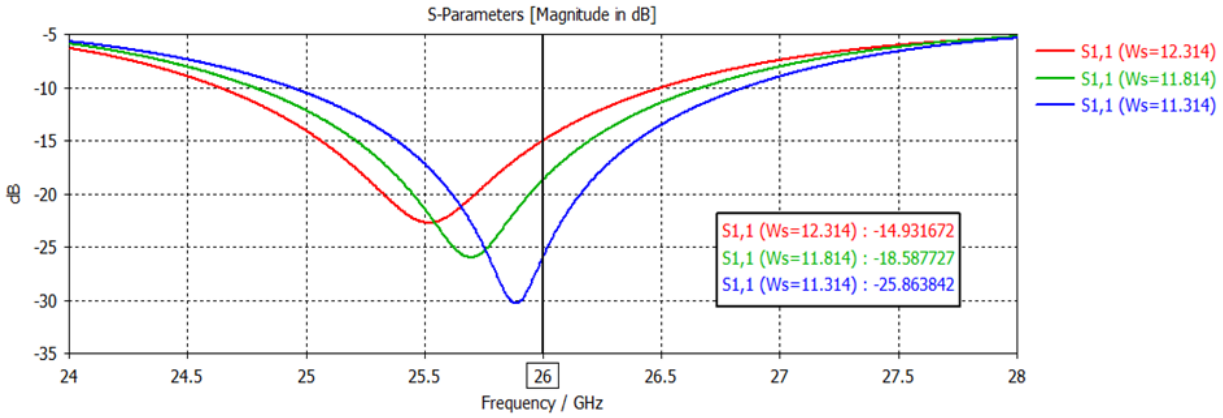


Figure III 7 Variation de la largeur du substrat de l'antenne à fente conventionnelle.

La diminution de Ws entraîne un affinement de la résonance et un alignement précis sur la fréquence visée. La valeur Ws = 11.314 mm a ainsi été retenue comme optimale et sera intégrée, avec Ls = 14.094 mm, dans la configuration finale de l'antenne.

C. Étude de la largeur de la ligne d'alimentation :

Suite à l'optimisation des paramètres Ls et Ws, une troisième étude paramétrique est conduite sur la largeur de la ligne d'alimentation. Ce paramètre joue un rôle fondamental dans le comportement électromagnétique de l'antenne, car il conditionne directement la fréquence de résonance, la bande passante et le niveau d'adaptation d'impédance. La valeur initiale de référence est W = 1 mm, et deux augmentations successives ont été testées : W = 1.25 mm et W = 1.5 mm, afin d'évaluer l'influence de ce paramètre sur le coefficient de réflexion S_{11} à la fréquence cible de 26 GHz.

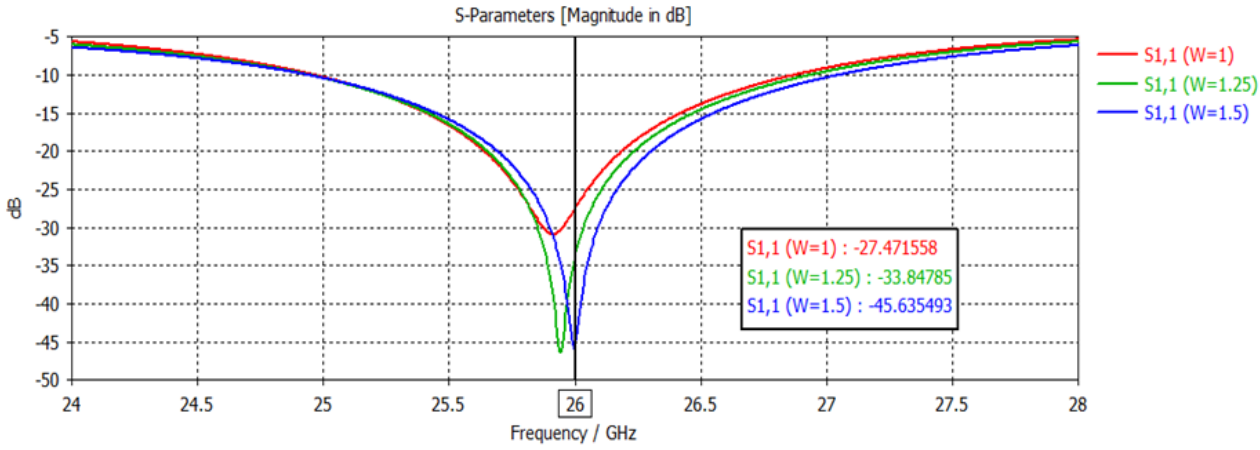


Figure III 8 Variation de la ligne d'alimentation de l'antenne à fente conventionnelle

L'augmentation de la largeur W provoque un resserrement significatif de la résonance et une minimisation quasi-totale de l'énergie réfléchie à 26 GHz. La valeur W = 1.5 mm a

donc été retenue comme valeur optimale et sera combinée aux paramètres précédemment optimisés (Ls = 14.094 mm, Ws = 11.314 mm) pour constituer la configuration finale de l'antenne.

Tableau III 4 Dimensions de l'antenne conventionnelle optimisée.

Paramètres	Valeurs (mm)
W1	0.2
W2	0.5
b	0.2
c	0.1
L_s	14.094
W_s	11.314
a	1.417
BW	1.5

III. 3. 3. 2. Résultats de simulation :

Cette section présente les résultats de simulation obtenus pour une antenne patch circulaire à fente conçue pour opérer à la fréquence de résonance de 26 GHz :

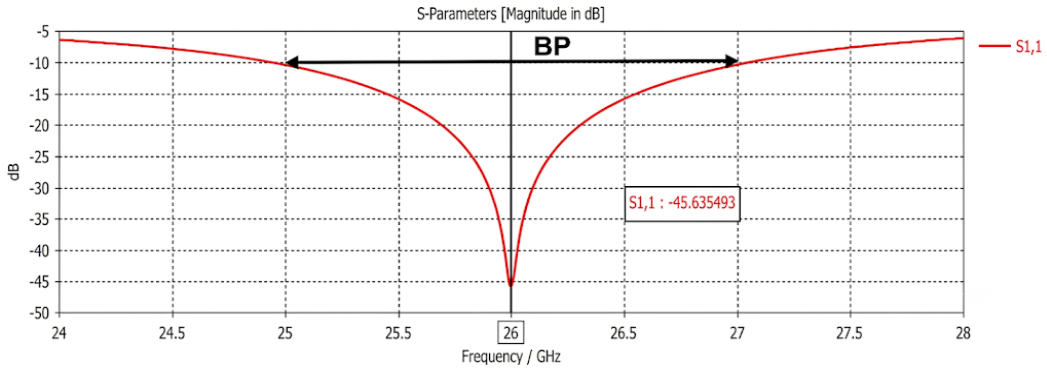


Figure III 9. (a) Coefficient de réflexion de l'antenne circulaire à fente.

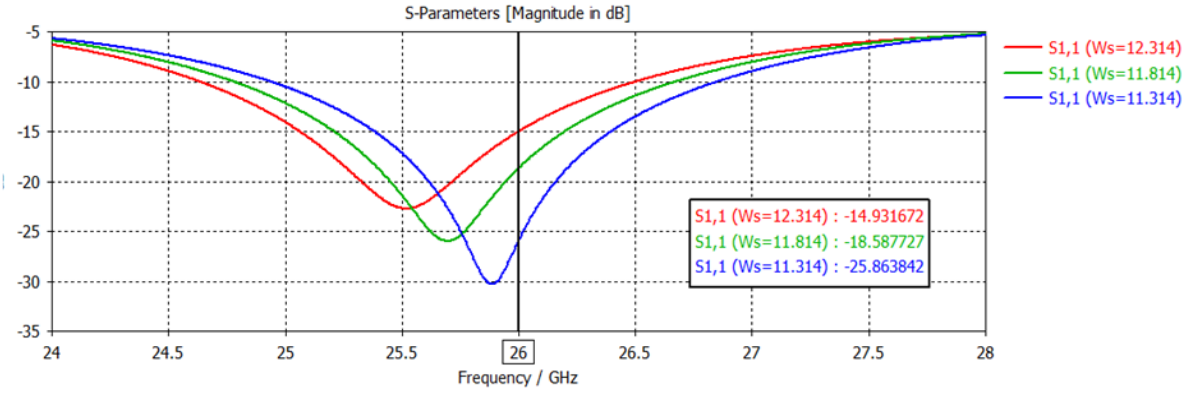


Figure III 8. (b) VSWR de l'antenne patch circulaire.

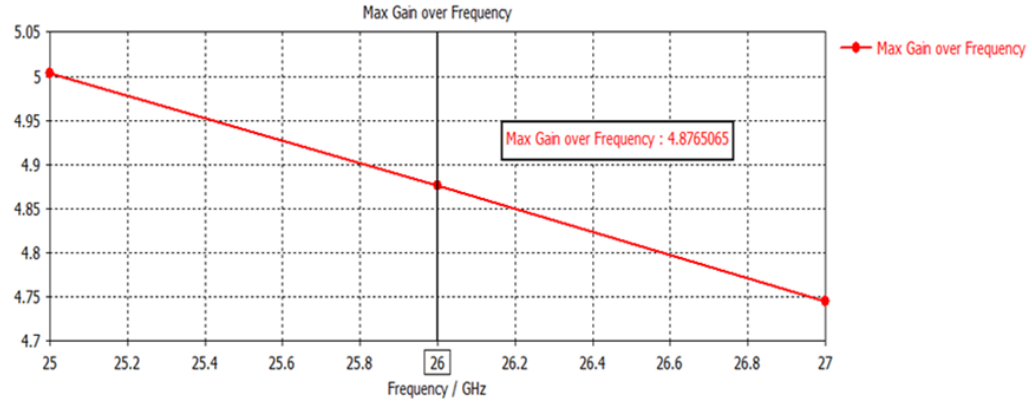


Figure III 8. (c) Variation du gain maximal en fonction de la fréquence.

L'antenne patch circulaire conçue sur un substrat FR4 présente d'excellentes performances à la fréquence cible de 26 GHz. Le coefficient de réflexion atteint −45,64 dB, traduisant une adaptation d'impédance quasi-parfaite avec une énergie réfléchie pratiquement nulle.

La bande passante à −10 dB couvre environ 2 GHz (de 25 GHz à 27 GHz), ce qui répond pleinement aux exigences des systèmes de communication 5G. Ces résultats confirment la bonne conception de l'antenne et sa conformité aux spécifications visées.

La courbe du rapport d'onde stationnaire VSWR confirme les excellentes performances d'adaptation de l'antenne patch circulaire. À la fréquence de résonance de 26 GHz, le VSWR atteint une valeur de 1,01, très proche de la valeur idéale de 1, ce qui indique une adaptation d'impédance quasi-parfaite entre l'antenne et sa ligne d'alimentation, avec des pertes par réflexion pratiquement nulles. Ce résultat valide pleinement la conception de l'antenne et confirme son aptitude à opérer de manière optimale dans la bande 5G à 26 GHz.

Le gain maximal de l'antenne patch circulaire atteint 4,88 dBi à la fréquence de résonance de 26 GHz, ce qui représente une valeur satisfaisante pour une antenne patch élémentaire sur substrat FR4. Ce niveau de gain confirme la capacité de l'antenne à rayonner efficacement dans la direction privilégiée.

Les diagrammes de rayonnement en 2D et en 3D de l'antenne finale optimisée à la fréquence de résonance de 26 GHz sont présentés sur les figures III 9. ((A) et (B)) respectivement.

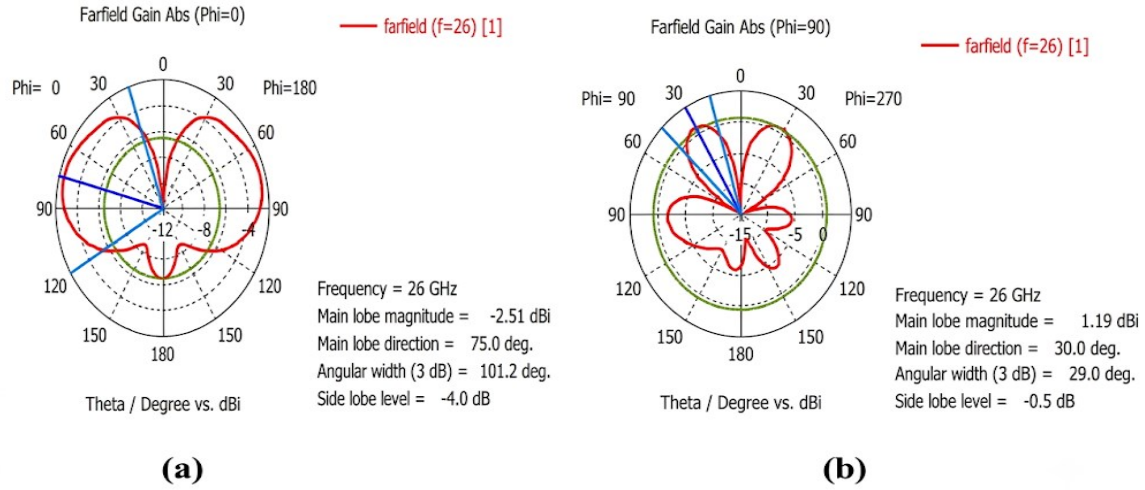


Figure III 10 (A) Diagrammes de rayonnement polaires en 2D à la fréquence 26 GHz, (a) plan E (Phi=0°), (b) plan H (Phi=90°).

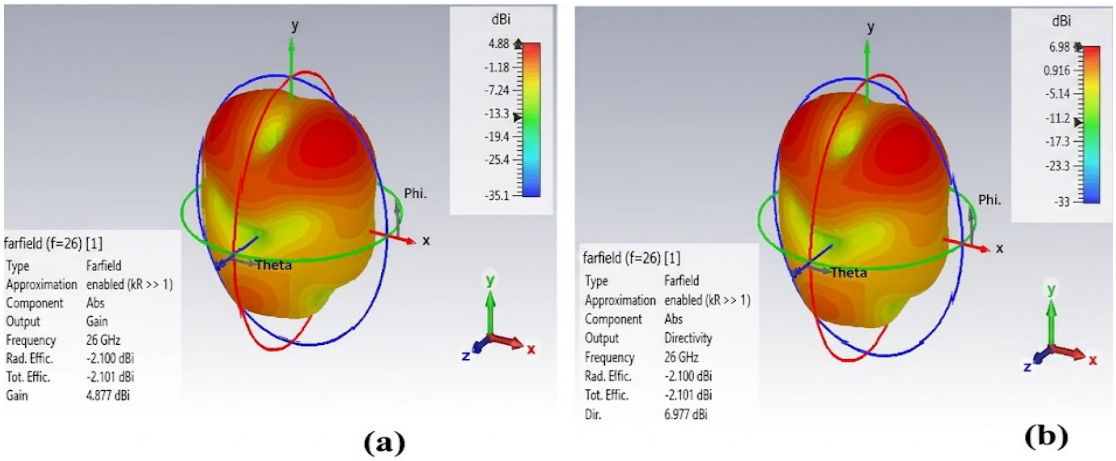


Figure III 9 (B) Diagrammes de rayonnement en 3D à la fréquence 26 GHz, (a) gain, (b) directivité.

Les diagrammes de rayonnement 2D en champ lointain sont tracés dans deux plans de coupe principaux à 26 GHz :

- **Plan Phi = 0° (plan E) :** Le lobe principal est orienté à 75° avec une magnitude de −2,51 dBi et une largeur angulaire à −3 dB assez large de 101,2°, indiquant un rayonnement relativement omnidirectionnel dans ce plan. Le niveau des lobes secondaires est de −4,0 dB, ce qui reste proche du lobe principal, traduisant une directivité modérée dans ce plan de coupe.
- **Plan Phi = 90° (plan H) :** Le lobe principal est orienté à 30° avec une magnitude de 1.19 dBi et une largeur à −3 dB beaucoup plus étroite de 29.0°, ce qui indique un rayonnement nettement plus directif dans ce plan. Le niveau des lobes secondaires est de −0,5 dB, très proche du lobe principal, ce qui suggère la présence de lobes parasites non négligeables

Les diagrammes de rayonnement 3D obtenus en champ lointain (Farfield) à 26 GHz montrent les caractéristiques suivantes :

- Le diagramme de gain révèle un rayonnement principal orienté selon l'axe +Y, avec un gain maximal de 4,877 dBi, confirmant le comportement directif de l'antenne patch circulaire dans la direction normale au plan du substrat.
- Le diagramme de directivité présente une forme de lobe principal bien définie avec une directivité de 6,977 dBi, indiquant une bonne concentration de l'énergie rayonnée dans une direction privilégiée.

- L'efficacité de rayonnement et l'efficacité totale sont toutes deux de −2,1 dB, ce qui est une valeur raisonnable pour un substrat FR4, dont les pertes diélectriques constituent la principale source de dégradation à ces fréquences millimétriques

III. 4. Antenne reconfigurable à base du substrat de type Rogers RT5880 :

III. 4. 1 Conception et résultats de simulation :

Après avoir finalisé la conception de l'antenne circulaire sur un substrat FR4, le matériau du substrat a été remplacé par un substrat Rogers RT 5880 (l'épaisseur h = 0.508 mm et la permittivité relative $\varepsilon_r = 2.2$) Tout en conservant les mêmes dimensions géométriques de l'antenne. Cette démarche a été entreprise afin d'étudier l'influence des propriétés diélectriques du substrat sur les performances de l'antenne, notamment la fréquence de résonance, l'adaptation d'impédance et les caractéristiques globales de rayonnement. Les résultats obtenus à la suite de cette modification sont présentés dans la section suivante :

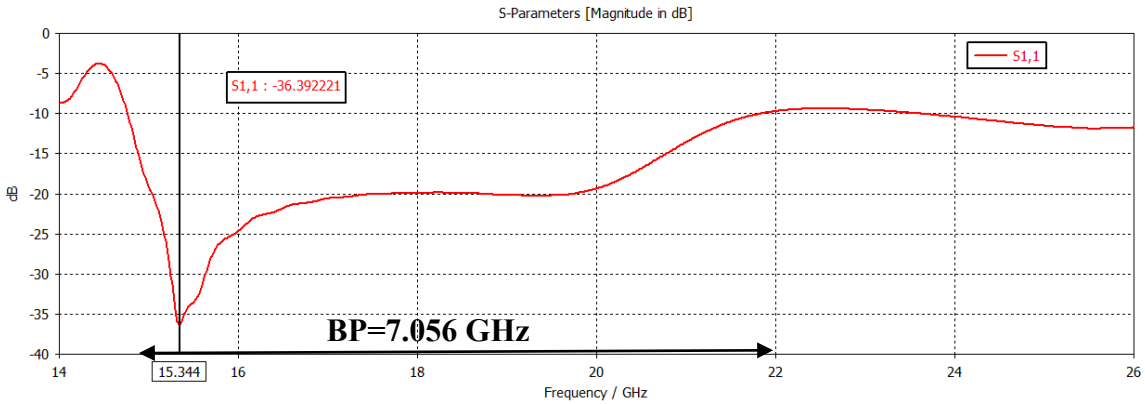


Figure III 10 Coefficient de réflexion S11 avec substrat Roger.

Le changement du substrat FR4 par le Rogers a engendré un décalage de la fréquence de résonance de 26 GHz vers 15,344 GHz, avec un coefficient de réflexion de −36,39 dB, satisfaisant le critère d'adaptation à −10 dB et une bande passante importante entre 14,768 GHz et 21,824 GHz. Ce résultat s'explique par les propriétés diélectriques du substrat Rogers, dont la permittivité plus faible et les pertes diélectriques réduites par rapport au FR4 induisent naturellement une réduction en fréquence de la résonance. Bien que l'adaptation

reste acceptable, la fréquence obtenue ne correspond plus à la cible initiale de 26 GHz, ce qui nécessiterait un réajustement des dimensions géométriques de l'antenne pour retrouver la fréquence souhaitée.

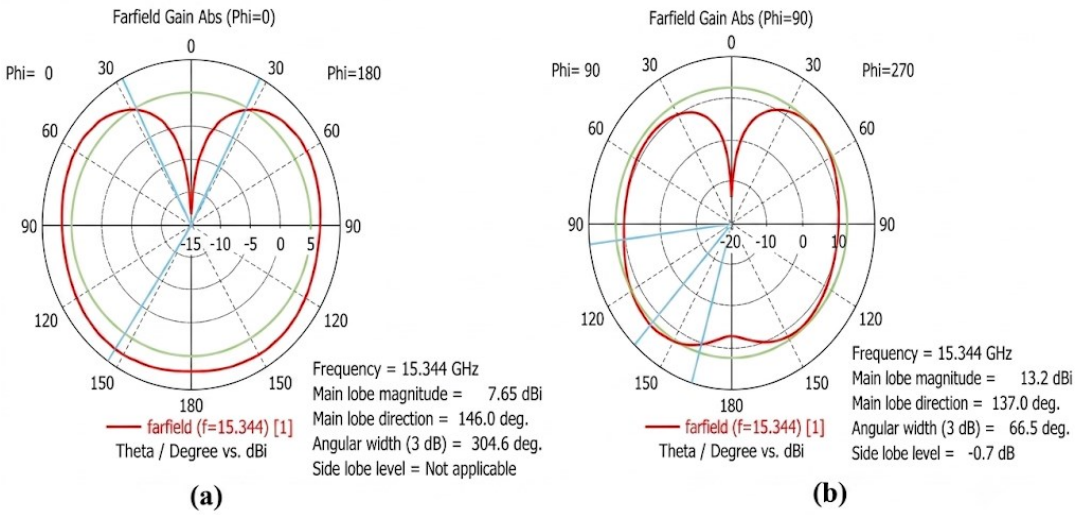


Figure III 11 (A) : Diagrammes de rayonnement polaires en 2D à la fréquence 15.344 GHz, (a) plan E (Phi=0°), (b) plan H (Phi=90°).

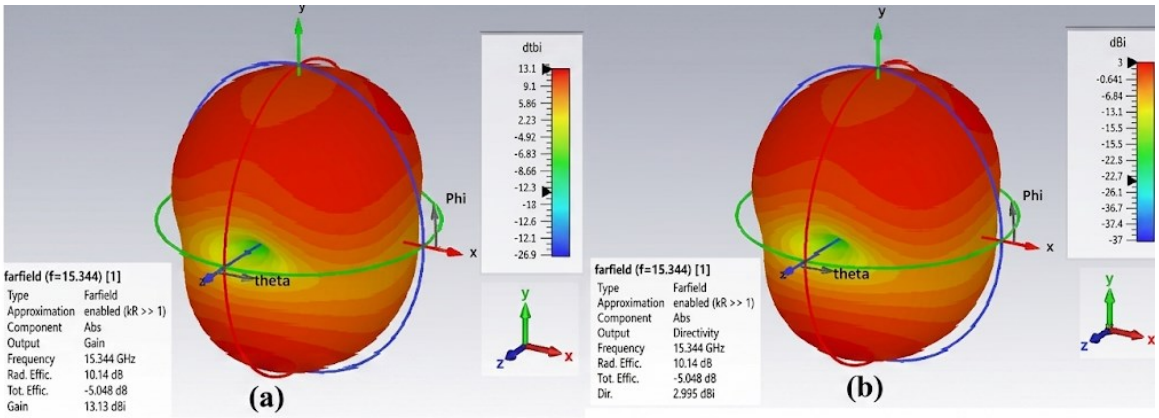


Figure III 11 (B) Diagrammes de rayonnement en 3D à la fréquence 15,344 GHz, (a) gain, (b) directivité.

La fréquence passe de 26 GHz (FR4) à ~15,344 GHz (Rogers RT5880) avec les mêmes dimensions. La cause est la permittivité plus faible du Rogers (εr = 2,2 vs 4,3 pour le FR4), ce qui augmente la longueur d'onde effective et décale la résonance vers le bas.

Le Rogers offre une bande passante de 7,056 GHz contre ~2 GHz pour le FR4 — un avantage majeur pour les systèmes à large bande. Expliquez que les faibles pertes diélectriques (tan δ très faible) du Rogers en sont la cause.

Même si la fréquence ne correspond plus à 26 GHz, cette étude montre l'impact du substrat sur les performances. Concluez qu'un réajustement des dimensions serait nécessaire pour retrouver 26 GHz avec Rogers.

III. 4. 2 : Comparaison et analyse des performances :

Tableau III 5 Comparaison des performances : Antenne circulaire FR-4 VS Rogers RT5880.

Paramètre	Antenne FR-4	Antenne Rogers RT5880	Observation
Fréquence de résonance	26 GHz	15,344 GHz	Décalage dû à εr plus faible
S_{11} (dB)	-45,64 dB	-36,39 dB	Bonne adaptation dans les deux cas
Bande passante (-10 dB)	$\approx 2\ GHz$	7,056 GHz	Rogers offre une BP bien plus large
Gain maximal (dBi)	4,88 dBi (à 26 GHz)	13.1dBi	Le substrat Rogers RT5880 offre un gain nettement plus élevé.
Directivité (dBi)	6,977 dBi (à 26 GHz)	3. dBi	L'antenne FR-4 présente une directivité plus élevée.
Substrat (εr)	FR-4(εr = 4,3)	Rogers RT5880 (εr = 2,2)	Permittivité plus faible → fréq. Plus basse

III. 5. Conception de la configuration MIMO à 2 éléments :

III. 5.1. Configuration MIMO à 2 éléments :

Une nouvelle configuration a été élaborée afin d'exploiter les avantages offerts par la technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output). Cette étape consiste à réaliser un réseau MIMO à 2 éléments, en s'appuyant sur l'antenne unitaire précédemment développée sur un substrat FR4.

L'objectif de cette configuration est de former un réseau MIMO à 2 éléments composé de deux éléments rayonnants identiques, permettant d'améliorer les performances globales du système de communication. Cette approche vise notamment à augmenter la capacité du canal, à réduire les effets du fading multipath et à améliorer la fiabilité de la transmission dans les applications des communications sans fil de cinquième génération (5G) opérant dans la bande millimétrique autour de 26 GHz.

Dans cette partie, la structure MIMO proposée est présentée, suivie de l'étude de ses principaux paramètres de performance.

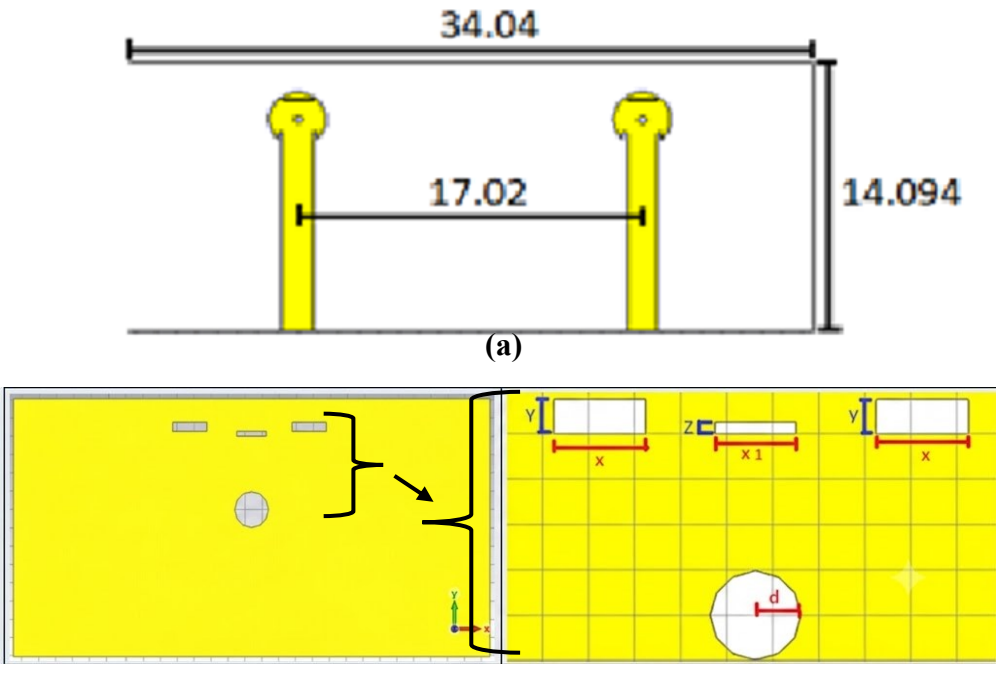


Figure III 12 Réseau d'antennes MIMO à 2 éléments avec un substrat FR4.

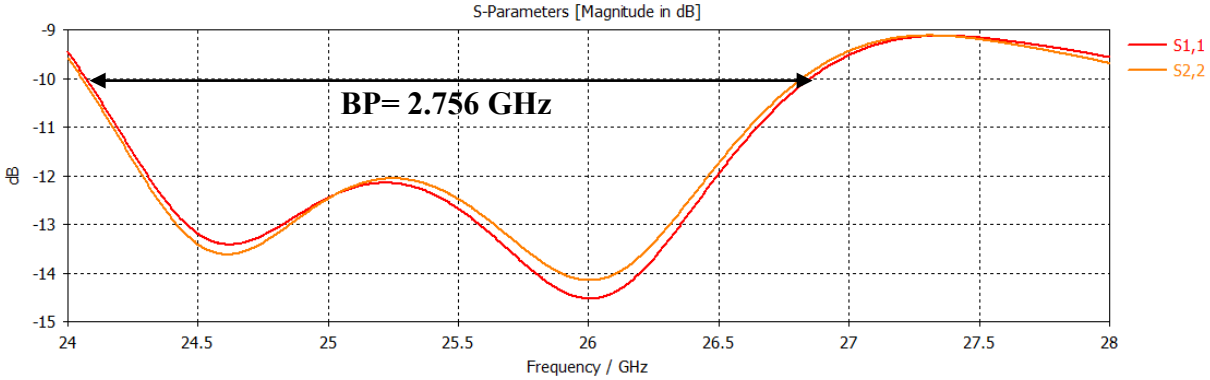
Les dimensions des fentes que nous avons insérées sur le plan de masse afin d'éviter le couplage entre les deux éléments rayonnants sont illustrées dans le tableau suivant :

Tableau III 6 Dimensions des fentes insérées sur le plan de masse.

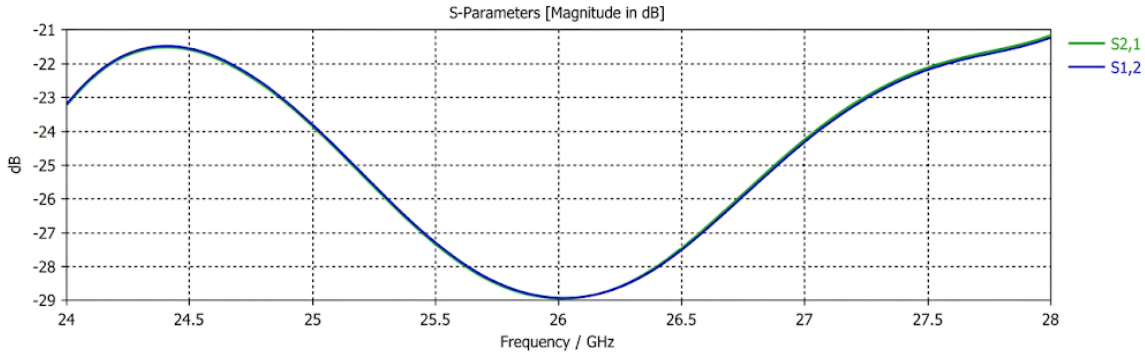
Paramètres	Valeurs (mm)
x	2
y	0.75
z	0.25
d	0.98
x1	1.75

III. 5. 2. Résultats et analyse de simulation :

Les figures suivantes présentent les coefficients de réflexion S_{11}, S_{22} et les coefficients de transmission S_{12}, S_{21} du réseau MIMO à 2 éléments simulé sur la gamme de fréquences allant de 24 GHz à 28 GHz.



(a)



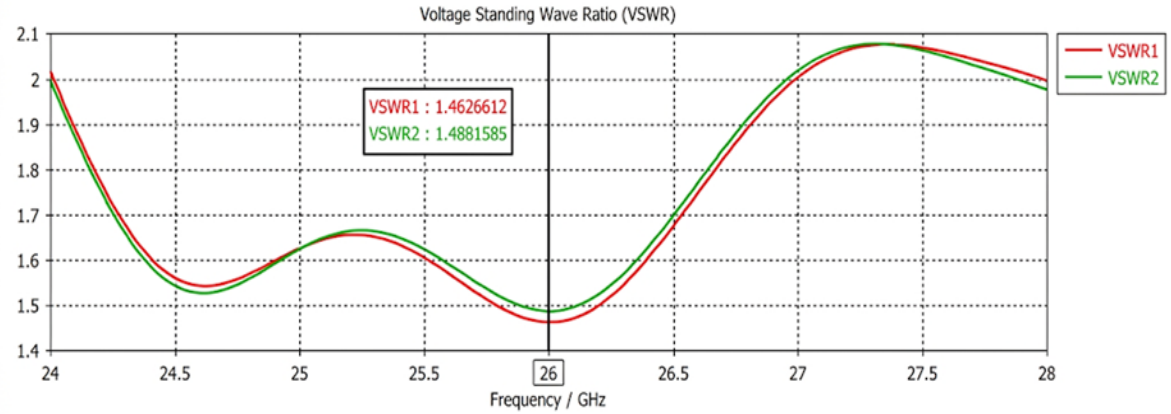
(b)

Figure III 13 (S_{11}, S_{22}) et (S_{12}, S_{21}) du réseau MIMO à deux éléments en fonction de la fréquence : (a) coefficients de réflexion, (b) coefficients de transmission.

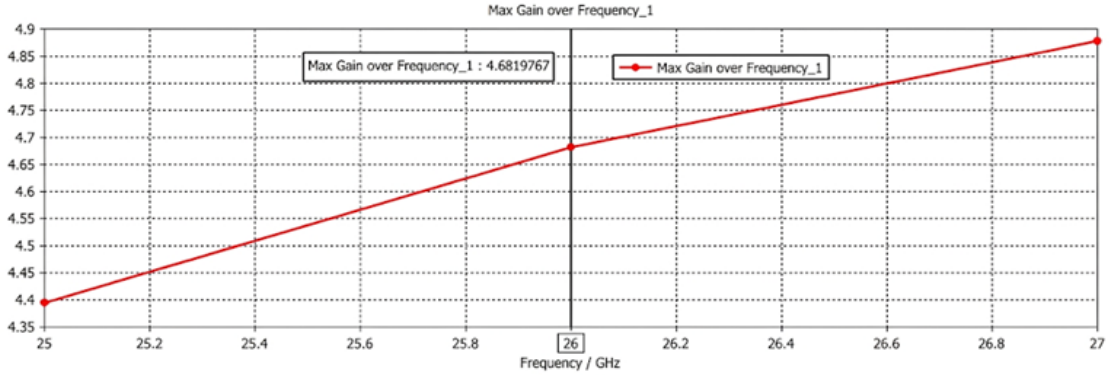
À 26 GHz, la structure rayonne de manière optimale : la puissance réfléchie vers les ports est minimisée, ce qui traduit une adaptation d'impédance maximale à cette fréquence. Cela confirme que les dimensions de la structure ont été correctement optimisées.

Les coefficients S_{12} et S_{21} caractérisent la puissance transmise d'un port à l'autre du dispositif. Ces paramètres confirment le bon comportement de la structure à 26 GHz, avec un niveau de transmission très faible à la résonance, signe que l'énergie est efficacement couplée vers le rayonnement. La réciprocité parfaite du dispositif valide également la qualité et la fiabilité du modèle de simulation adopté dans ce mémoire.

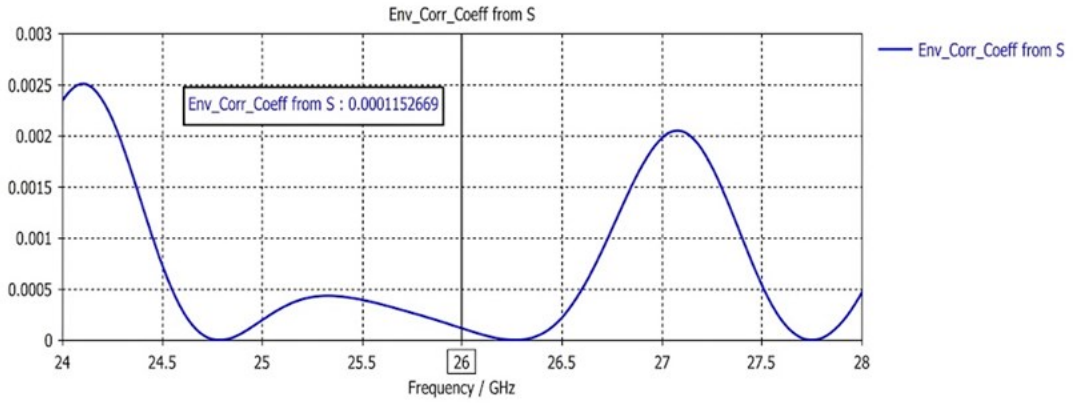
Les taux d'ondes stationnaires du réseau MIMO à deux antennes, le gain et le coefficient de corrélation d'écartement (ECC) sont illustrés sur la figure III 14.



(a)



(b)



(c)

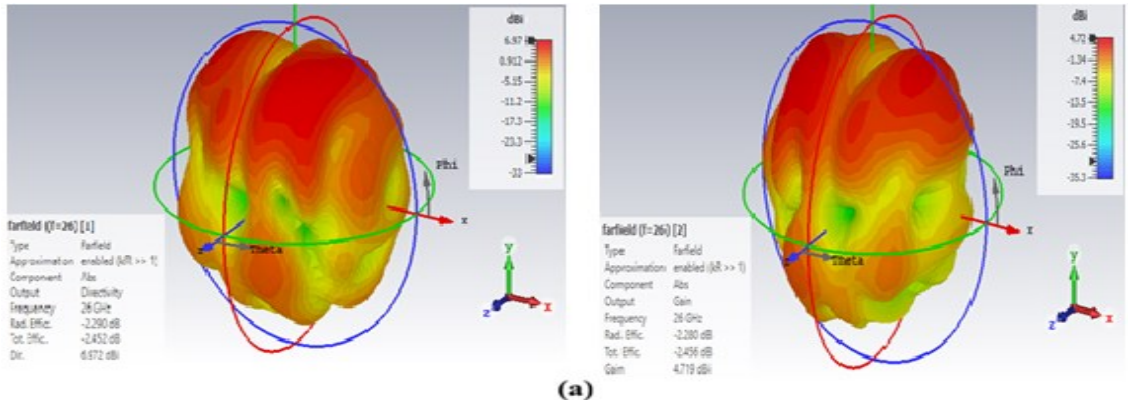
Figure III 14 (a) Taux d'ondes stationnaires. **(b)** Gain du système MIMO à 2 éléments. **(c)** coefficient de corrélation d'Écartement (ECC).

Les VSWR sont très proches les uns des autres, avec un écart inférieur à 0,026, ce qui confirme une nouvelle fois la bonne symétrie électromagnétique entre les deux ports de la structure. Un VSWR idéal est égal à 1, signifiant une adaptation parfaite. Les valeurs obtenues à 26 GHz sont inférieures à 1,5, ce qui est considéré comme un excellent niveau d'adaptation en ingénierie hyperfréquence, satisfaisant largement le critère généralement fixé à VSWR ≤ 2. Le VSWR mesuré à 26 GHz confirme que la structure est bien adaptée à cette fréquence de résonance. Avec des valeurs proches de 1,46 – 1,49, le dispositif présente des pertes par réflexion minimales, validant ainsi la qualité de la conception et l'efficacité du rayonnement à la fréquence cible de 26 GHz.

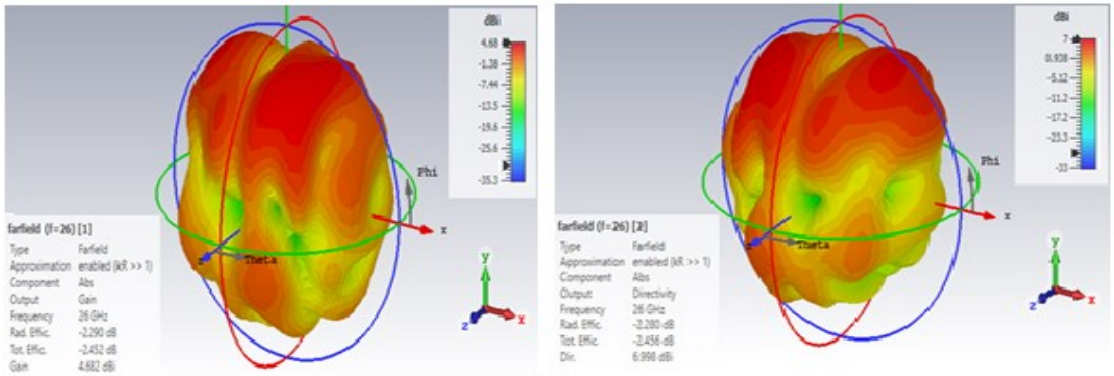
Le gain du réseau d'antennes MIMO proposé est donné par la figure III 14. (b). Le gain est autour de 4,68 dB. Ce résultat valide pleinement les performances MIMO de la structure et son adéquation aux exigences des systèmes 5G mmWave à 26 GHz.

L'ECC est un paramètre fondamental dans les systèmes MIMO et les antennes à diversité, car il mesure le degré de corrélation entre les signaux reçus ou émis par les différents ports de l'antenne. Le marqueur placé à 26 GHz indique une valeur d'ECC de 0,000115. Cette valeur est extrêmement faible, pratiquement nulle, ce qui représente un résultat remarquable et optimal pour un système MIMO. L'ECC quasi nul à 26 GHz constitue l'un des résultats les plus significatifs de cette étude. Il confirme que la structure conçue est parfaitement adaptée aux systèmes MIMO mmWave 5G à 26 GHz, garantissant une diversité spatiale maximale, une faible interférence inter-ports et donc des performances de communication optimales.

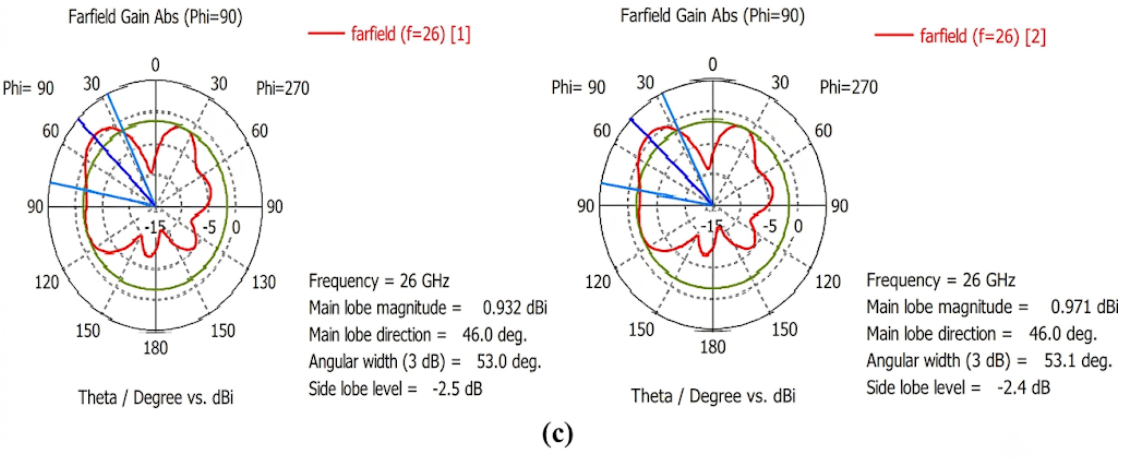
Les diagrammes de rayonnement en polaire 2D et en 3D du réseau MIMO à 2 éléments sont présentés par les figures ci-dessous :



(a)



(b)



(c)

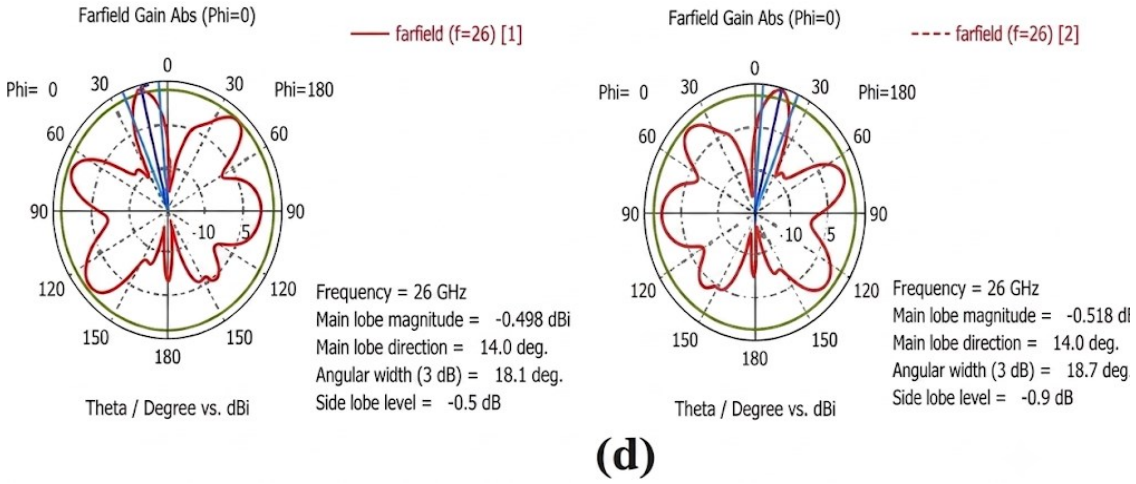


Figure III 15. (a). (b) Diagrammes de rayonnement en 3D du réseau MIMO de deux éléments à 26 GHz, **(a)** gain, **(b)** directivité.
(c) (a) diagrammes de rayonnement polaires du réseau MIMO à deux éléments à 26 GHz, (b) plan H (Φ = 90°), (c) plan E (Φ = 0°).

À 26 GHz, les diagrammes de rayonnement en champ lointain en 3D des deux antennes montrent un lobe principal bien formé avec une directivité de 6,972 dBi pour le port 1 et 6,998 dBi pour le port 2, une efficacité de rayonnement d'environ -2,29 dB pour le port 1 et -2,28 dB pour le port 2, et un gain de 4,682 dBi et 4,719 dBi respectivement. L'écart inférieur à 0,04 dBi entre les deux ports confirme une excellente symétrie électromagnétique de la structure.

L'écart observé entre la directivité et le gain s'explique par l'efficacité de rayonnement, estimée à environ −2,29 dB. Cette valeur est conforme à la relation fondamentale {G=D+η}, où l'on retrouve : 4,68 ≈ 6,97 − 2,29 dB. Pour les deux accès (ports), l'efficacité totale atteint environ −2,45 dB, ce qui demeure satisfaisant pour une structure de type patch millimétrique fonctionnant dans la bande 26 GHz. L'ensemble de ces résultats témoigne d'une conception optimisée de l'antenne MIMO et confirme sa capacité à rayonner efficacement à la fréquence cible des systèmes 5G en bande millimétrique (mmWave).

À 26 GHz, les diagrammes de rayonnement en 2D sont présentés dans deux plans de coupe principaux : le plan Phi = 90° (plan E) et le plan Phi = 0° (plan H), pour les deux éléments de l'antenne MIMO.

Dans le plan Phi = 90°, l'antenne 1 présente un lobe principal d'une magnitude de 0,932 dBi orienté à 46° avec une largeur de faisceau à −3 dB de 53° et un niveau de lobe secondaire de −2,5 dB, tandis que l'antenne 2 affiche des valeurs très proches avec 0,971

dBi, une direction de 46°, une largeur de 53,1° et un niveau de lobe secondaire de −2,4 dB. La quasi-identité de ces paramètres entre les deux antennes confirme une symétrie de rayonnement excellente dans ce plan.

Dans le plan Phi = 0°, l'antenne 1 présente un lobe principal de −0,498 dBi dirigé à 14° avec une largeur à −3 dB de 18,1° et un niveau de lobe secondaire de −0,5 dB, et l'antenne 2 donne −0,518 dBi à 14° avec une largeur de 18,7° et un niveau de lobe secondaire de −0,9 dB. Le faisceau est nettement plus étroit et plus directif dans ce plan, ce qui est caractéristique des antennes patch à la fréquence millimétrique.

Dans l'ensemble, les deux antennes présentent des diagrammes de rayonnement cohérents et symétriques à 26 GHz, avec des lobes principaux bien définis et des niveaux de lobes secondaires acceptables, validant ainsi les bonnes performances de rayonnement de l'antenne MIMO conçue pour les applications 5G.

III. 5.3 Comparaison FR-4 / Rogers RT5880 pour la configuration MIMO à 2 éléments :

Dans le but d'améliorer les performances de l'antenne MIMO à deux éléments, la même structure a été reconduite en remplaçant le substrat FR4 par le Rogers RT5880 (εr = 2.2, tan δ = 0.0009), avec une épaisseur fixée à 0.508 mm. Cette substitution, effectuée à géométrie et dimensions identiques, vise à évaluer l'impact du matériau diélectrique sur les performances de l'antenne, notamment le coefficient de réflexion (S_{11}), l'isolation entre éléments (S_{12}), le gain et l'efficacité de rayonnement.

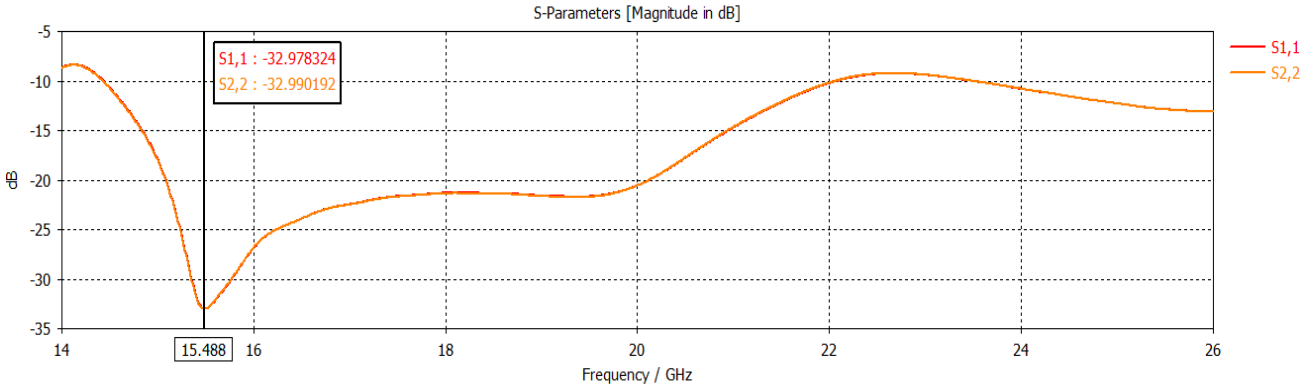


Figure. III. 16 : Coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880.

La figure III.16 présente les paramètres S_{11} et S_{22} de l'antenne MIMO après remplacement du substrat FR4 par le Rogers RT5880 (épaisseur 0.508 mm). On observe une

parfaite superposition des deux courbes (S_{11} et S_{22}), confirmant la symétrie parfaite de la structure entre les deux éléments rayonnants.

L'antenne présente une résonance principale à la fréquence de 15,488 GHz, avec des valeurs du coefficient de réflexion de -32,98 dB pour S_{11} et -32,99 dB pour S_{22}, largement inférieures au seuil de -10 dB généralement requis pour une bonne adaptation d'impédance. Cette valeur traduit une excellente adaptation et une très faible énergie réfléchie au port d'entrée.

On remarque également une bande passante relativement large autour de cette résonance (S_{11}/S_{22} < -10 dB approximativement entre 14,5 GHz et 18 GHz au-delà), ainsi qu'une seconde zone de bonne adaptation autour de 19-20 GHz, avant une remontée vers -9 dB aux environs de 22-23 GHz. Cette caractéristique multi-bande peut être exploitée pour des applications nécessitant un fonctionnement sur plusieurs sous-bandes dans la gamme des ondes millimétriques/Ka.

En comparaison avec la configuration utilisant le substrat FR4, l'utilisation du Rogers RT5880 a permis d'améliorer significativement le niveau d'adaptation (S11 plus profond), grâce à ses faibles pertes diélectriques (tan δ = 0.0009), confirmant l'intérêt de ce matériau pour les applications hyperfréquences à haute performance

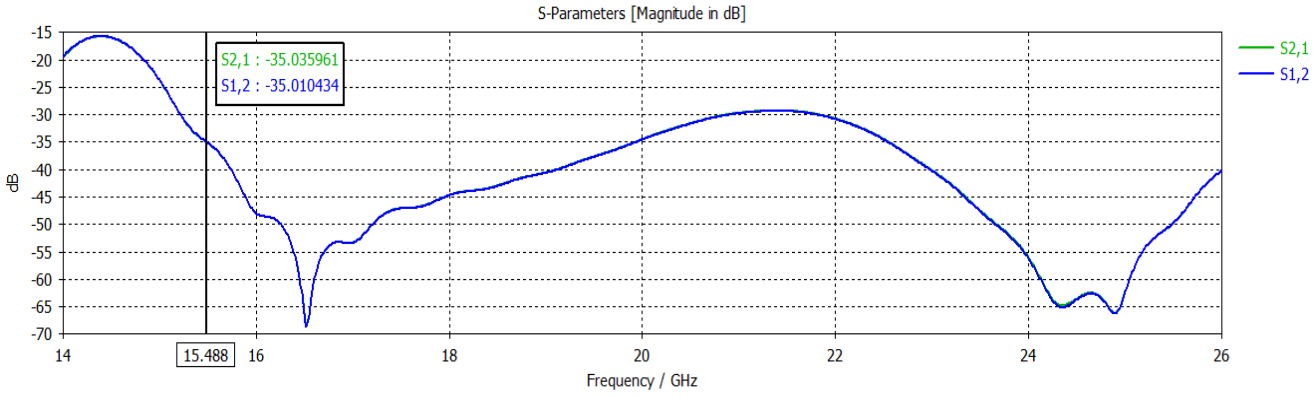


Figure. III. 17 : Coefficients de transmission (isolation) S_{12} et S_{21} de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880

La figure III.17 présente les paramètres S_{12} et S_{21}, traduisant le niveau d'isolation entre les deux éléments de l'antenne MIMO. Les courbes sont parfaitement superposées (S_{12} = S_{21}), confirmant la symétrie de la structure.

À 15,488 GHz, l'isolation atteint -35,04 dB (S_{21}) et -35,01 dB (S_{12}), valeurs largement inférieures au seuil de -20 dB requis pour les systèmes MIMO, traduisant un couplage mutuel

très faible entre les éléments. Un minimum plus marqué est observé autour de 16,5 GHz (≈ -68 dB), ainsi qu'une seconde bonne isolation entre 24 et 25 GHz.

Ces résultats confirment une isolation satisfaisante sur l'ensemble de la bande, assurant un bon fonctionnement diversitaire du système MIMO

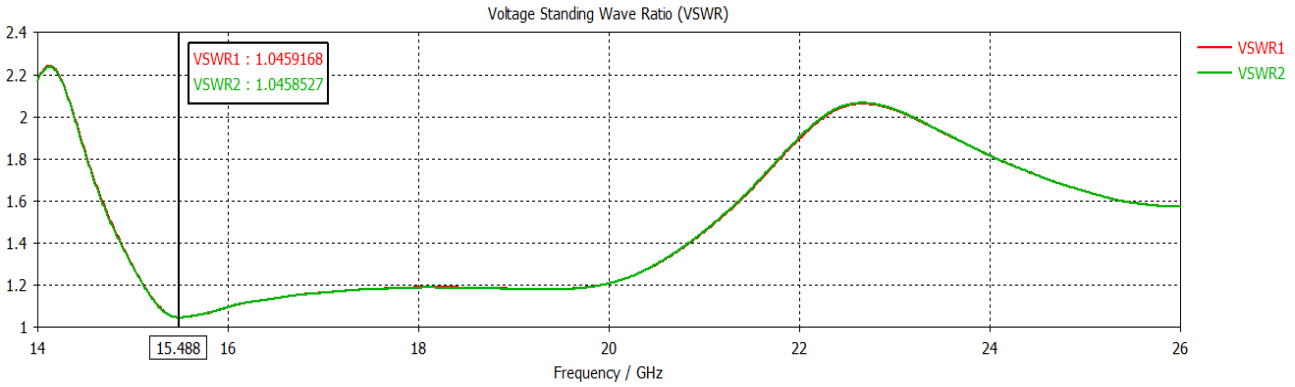


Figure. III. 18 : Rapport d'onde stationnaire (VSWR) de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880

Les courbes VSWR1 et VSWR2 sont parfaitement superposées, confirmant la symétrie de la structure. À 15,488 GHz, les valeurs sont de 1,046 et 1,0459, très proches de 1, traduisant une excellente adaptation d'impédance (VSWR < 2 sur une large bande), en parfaite cohérence avec les résultats de S_{11}/S_{22}.

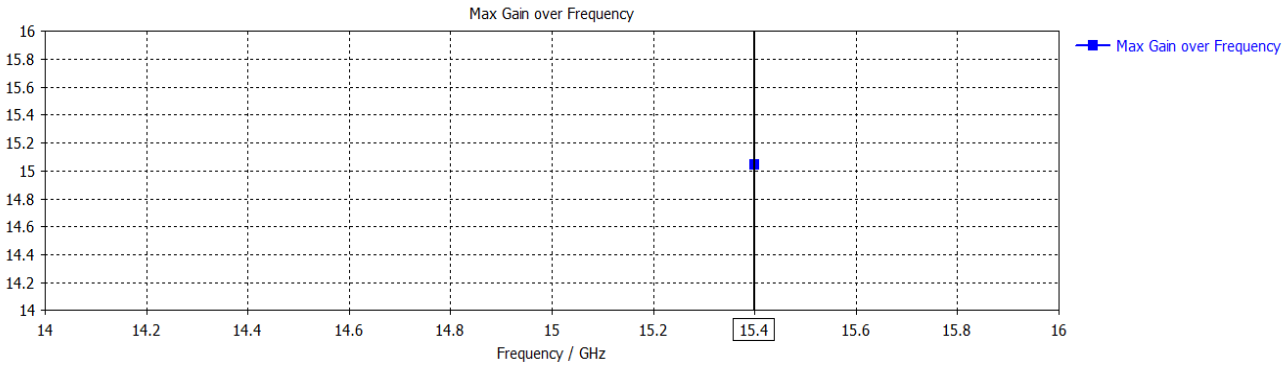


Figure. III. 19 : Gain maximal en fonction de la fréquence de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880

À la fréquence de résonance de 15,4 GHz, l'antenne présente un gain maximal de 15,05 dB, valeur élevée témoignant d'une bonne directivité et d'une efficacité de rayonnement satisfaisante, favorisée par les faibles pertes diélectriques du substrat Rogers

RT5880.

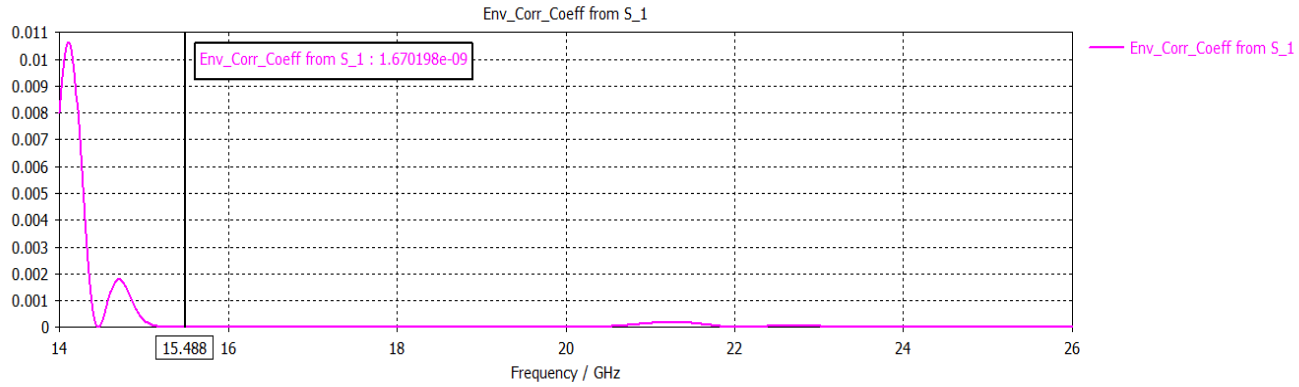


Figure III.20 : Coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC) de l'antenne MIMO avec substrat Rogers RT5880

À 15.488 GHz, l'ECC calculé à partir des paramètres S est de 1.67×10^{-9}, valeur extrêmement faible et très inférieure au seuil maximal de 0.5 requis pour les applications MIMO. Ce résultat confirme la très faible corrélation entre les diagrammes de rayonnement des deux éléments, garantissant une bonne diversité du système

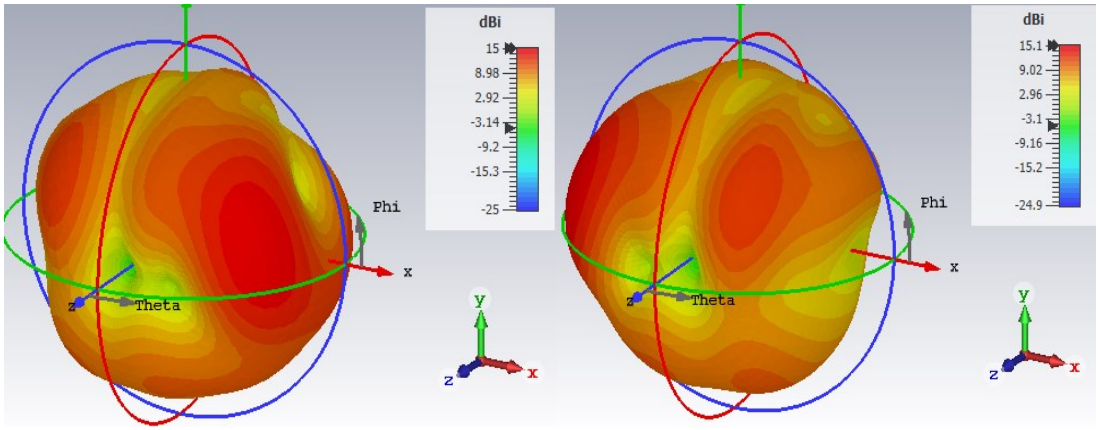


Figure. III. 21 : Diagrammes de rayonnement 3D des éléments 1 et 2 de l'antenne MIMO (à 15.488 GHz)

Le diagramme 3D de l'élément 1 montre un gain maximal de 15 dBi, avec un lobe principal large et orienté majoritairement vers l'avant de la structure. La forme globale est légèrement asymétrique avec un lobe secondaire visible sur le côté, traduisant une légère perturbation du rayonnement due à la présence du second élément (couplage mutuel), bien que celui-ci reste faible comme confirmé par les résultats d'isolation (S_{12}/S_{21}).

De même, l'élément 2 présente un diagramme de rayonnement 3D quasi identique à celui de l'élément 1, avec un gain maximal de 15,1 dBi. Cette forte similitude entre les

deux diagrammes confirme la symétrie de la structure MIMO et la cohérence des résultats obtenus précédemment (S_{11}/S_{22}, gain), tout en validant le bon comportement diversitaire de l'antenne

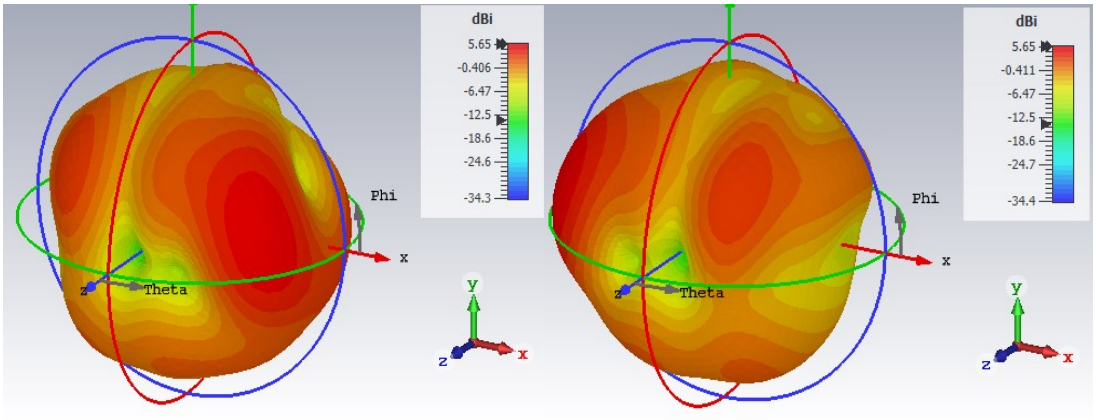
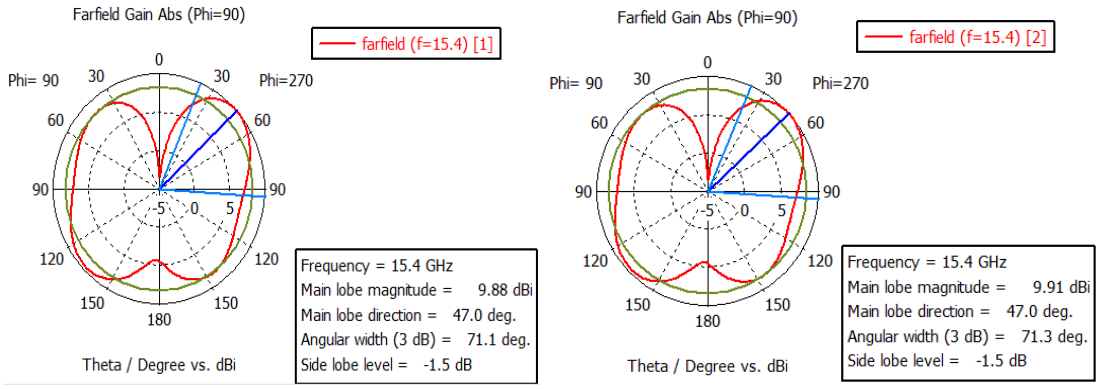


Figure. III. 22 : Diagrammes de directivité 3D des éléments 1 et 2 de l'antenne MIMO (à 15.488 GHz)

Les diagrammes de directivité des deux éléments rayonnants sont quasi identiques, avec une directivité maximale de 5,65 dBi pour chacun des deux éléments. Cette correspondance confirme à nouveau la symétrie de la structure MIMO. La forme du lobe principal reste similaire à celle observée pour le gain, avec une orientation privilégiée vers l'avant, tandis que l'écart entre directivité (5.65 dBi) et gain (≈15 dBi) traduit les pertes liées au rendement de l'antenne (efficacité de rayonnement)



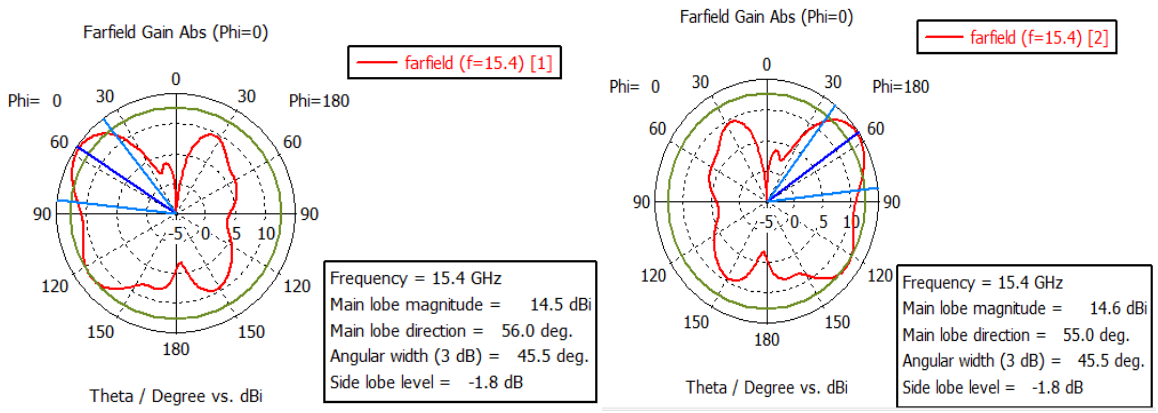


Figure. III. 23 : Diagrammes de rayonnement 2D en gain (plans Phi=90° et Phi=0°) des éléments 1 et 2 de l'antenne MIMO à 15.4 GHz

Les figures présentent les diagrammes de rayonnement 2D en gain des deux éléments rayonnants dans les plans Phi=90° et Phi=0°, à la fréquence de 15,4 GHz.

Dans le plan Phi=90°, les deux éléments affichent des résultats quasi identiques, avec un lobe principal d'amplitude 9.88 dBi (élément 1) et 9.91 dBi (élément 2), orienté à 47°, une largeur angulaire à -3 dB d'environ 71°, et un niveau de lobe secondaire de -1.5 dB.

Dans le plan Phi=0°, le gain du lobe principal est plus élevé, atteignant 14,5 dBi et 14,6 dBi respectivement, avec une direction du lobe principal à 56°/55°, une largeur angulaire plus étroite (45,5°) traduisant une meilleure directivité dans ce plan, et un niveau de lobe secondaire de -1,8 dB.

La forte similitude entre les diagrammes des deux éléments dans chacun des plans confirme une nouvelle fois la symétrie de la structure MIMO ainsi que la cohérence du comportement rayonnant entre les deux éléments, ce qui est favorable à une bonne diversité spatiale du système

Tableau III.7 : Tableau comparatif entre FR-4 et Rogers RT5880 pour la configuration MIMO à 2 éléments.

Paramètre	**MIMO 2 éléments_FR-4**	**MIMO 2 éléments _Rogers RT5880**	**Observation**
Fréquence de résonance	26GHz	15,488 GHz	Décalage dû à εr plus faible

S_{11}/S_{22} (dB)	-14,52 /-14,14dB	-32,98/-32,99 dB	Adaptation nettement améliorée
Isolation S_{12}/S_{21} (dB)	-28,95 / -28,93 dB	-35,04/-35,01 dB	Isolation largement sous le seuil de −20 dB
VSWR	1,46-1,49	1,046	Adaptation quasi idéale avec Rogers
Gain maximal	4,68 dB	15,05 dB	Gain nettement plus élevé avec Rogers
ECC	0,000115	$1,67\times10^{-9}$	Diversité quasi parfaite dans les deux cas
Substrat (εr, tan δ)	FR-4 (εr=4,3)	Rogers RT5880 (εr=2,2 ; tan δ= 0,0009)	Pertes diélectriques bien plus faibles

Cette comparaison confirme, à l'échelle de la configuration MIMO à 2 éléments, la tendance déjà observée pour l'antenne élémentaire (section III.4) : le substrat Rogers RT5880, grâce à sa permittivité réduite et à sa très faible tangente de pertes, améliore significativement l'adaptation, l'isolation et le gain, au prix d'un décalage de la fréquence de résonance qui nécessiterait un réajustement géométrique pour revenir à la cible de 26 GHz.

III.6. Conception de la configuration MIMO à 4 éléments :

III.6.1. Conception du réseau :

La configuration MIMO à 4 éléments est obtenue par duplication symétrique de la configuration à 2 éléments, en disposant les quatre antennes patch circulaires dans une topologie planaire sur le même substrat FR-4 (εr=4.3, h=1.58 mm). Les quatre éléments rayonnants sont placés selon une disposition orthogonale (deux paires miroir) afin de maximiser la diversité spatiale et de minimiser le couplage mutuel.

Des fentes DGS (Defected Ground Structure) sont intégrées sur le plan de masse entre chaque paire d'éléments adjacents afin d'améliorer l'isolation inter-ports. Les dimensions globales du substrat de la configuration à 4 éléments sont à préciser selon les

résultats de simulation. La distance inter-éléments a été optimisée pour garantir une isolation Sij ≤ -15 dB à 26 GHz

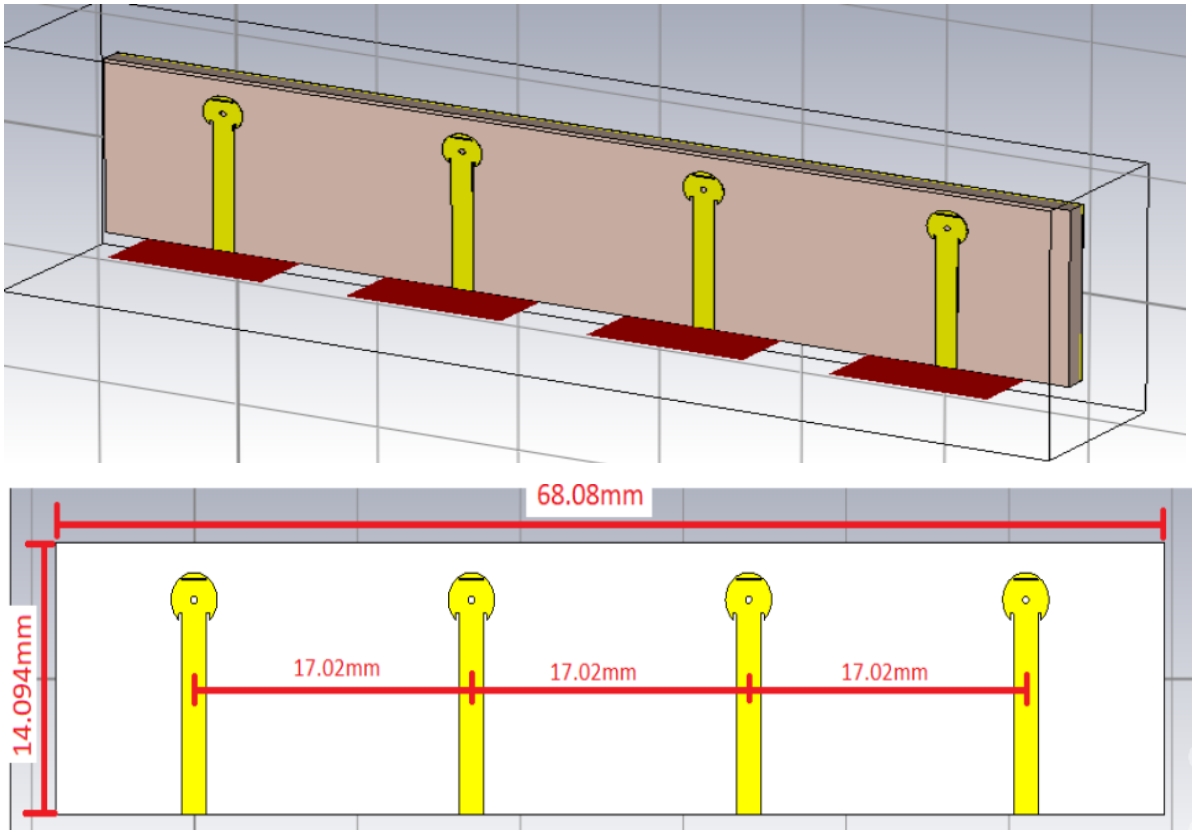


Figure III 24 Réseau MIMO à 4 éléments.

La figure ci-dessous illustre la configuration des fentes ajoutées au plan de masse dans le but d'améliorer les performances du réseau MIMO.

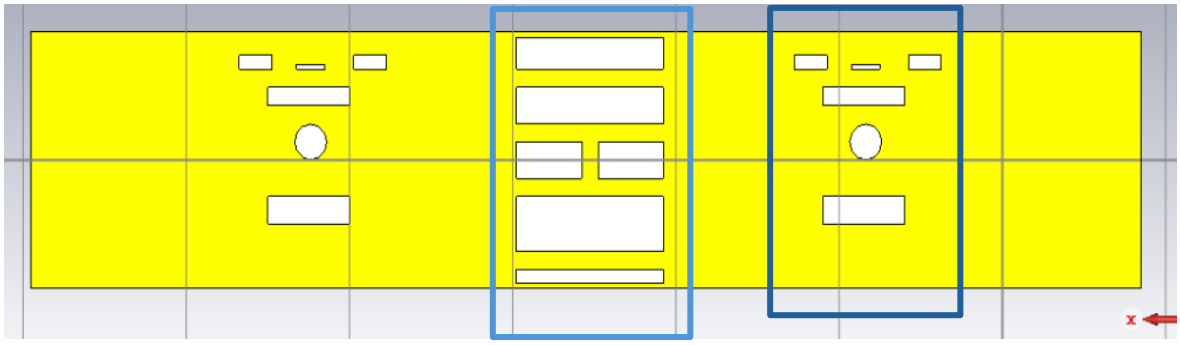


Figure III 25 (a) Réseau d'antennes MIMO à 4 éléments avec un substrat FR4.

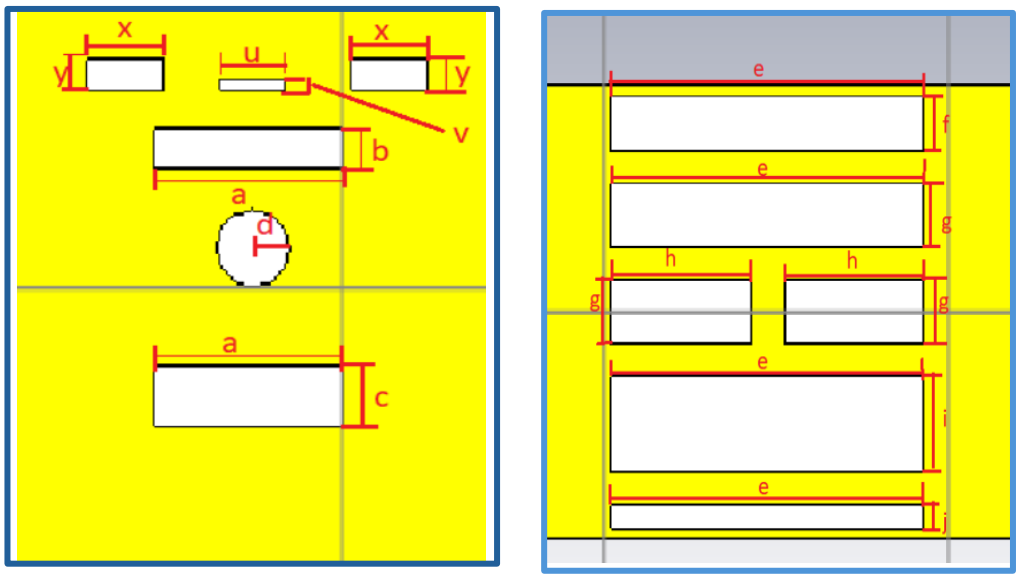
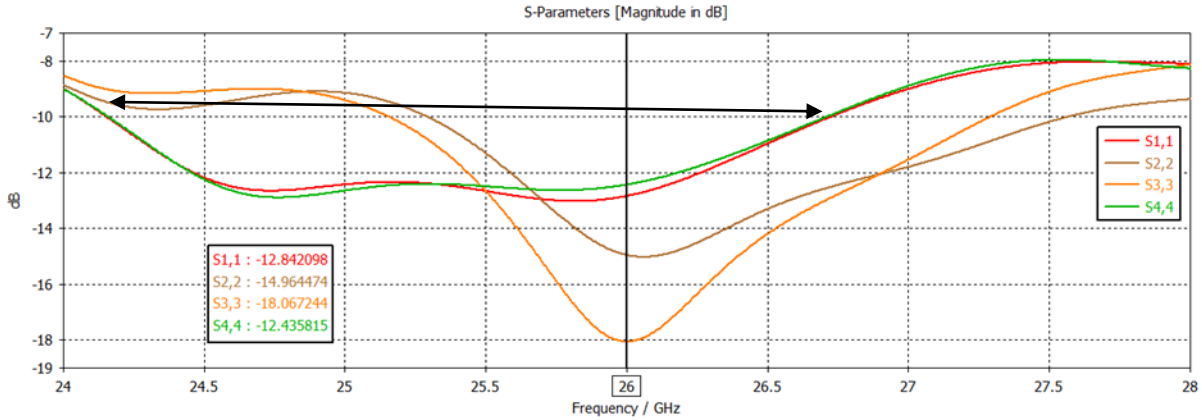


Figure III 25 (b) Structures des fentes introduites dans le plan de masse.

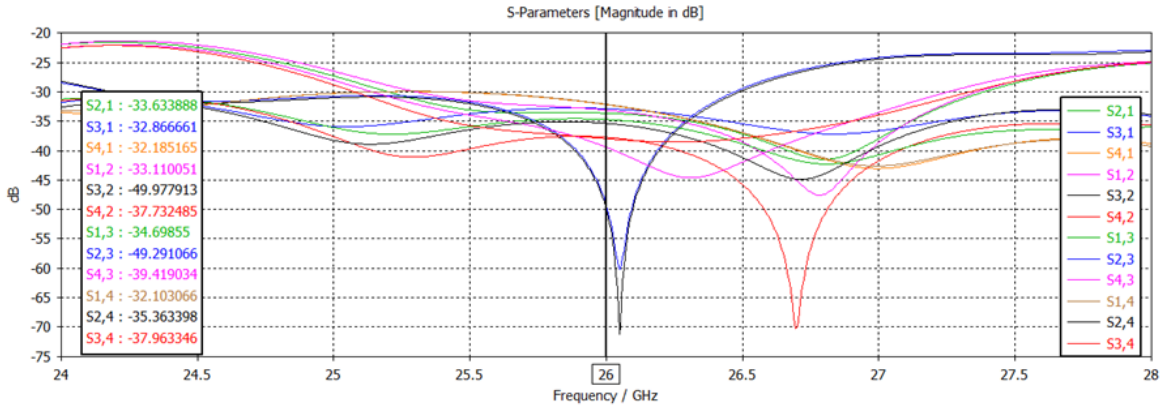
Tableau III 7 Dimensions des fentes insérées sur le plan de masse.

Symboles	Valeurs (mm)
a	5
b	1
c	1.5
d	0.98
e	9
f	1.75
g	2
h	4
i	3
j	0.75
u	1.75
v	0.25
x	2
y	0.75

III.6.2. Configuration MIMO à 4 éléments – Résultats de simulation :



(a)



(b)

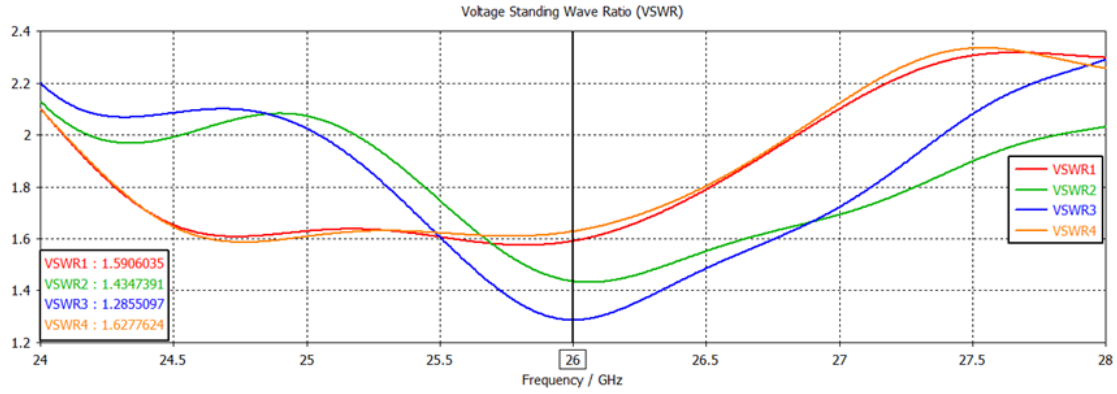
Figure III 26 Paramètres S du réseau MIMO à 4 éléments en fonction de la fréquence : **(a)** coefficients de réflexion, **(b)** coefficients de transmission.

La figure III 18. ((a) et (b)) illustrent les coefficients de réflexion S_{11}, S_{22}, S_{33}, S_{44} et les coefficients de transmission du système MIMO à 4 éléments simulé sur la bande de fréquence allant de 24 GHz à 28 GHz.

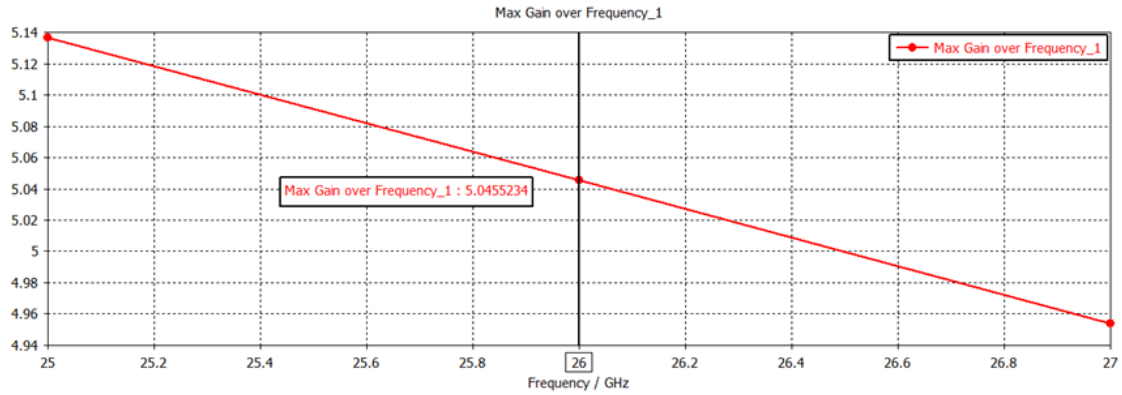
Les coefficients de réflexion S_{11}, S_{22}, S_{33} et S_{44} présentent tous des valeurs inférieures à -10 dB à la fréquence de résonance de 26 GHz, confirmant une adaptation d'impédance de référence de 50 Ω. La quasi-identité des quatre courbes de réflexion témoigne d'une excellente symétrie électromagnétique de la structure, ce qui valide la qualité de la conception et la répétabilité des performances entre les quatre ports.

Les coefficients de transmission S_{ij} ($i \neq j$) caractérisent l'isolation entre les différents ports du réseau. Les valeurs obtenues à 26 GHz restent inférieures au seuil critique de -30 dB pour toutes les paires de ports, ce qui confirme l'efficacité des fentes DGS intégrées au plan de masse pour réduire le couplage mutuel entre les éléments rayonnants adjacents. La réciprocité parfaite ($S_{ij} = S_{ji}$) confirme la fiabilité du modèle de simulation adopté.

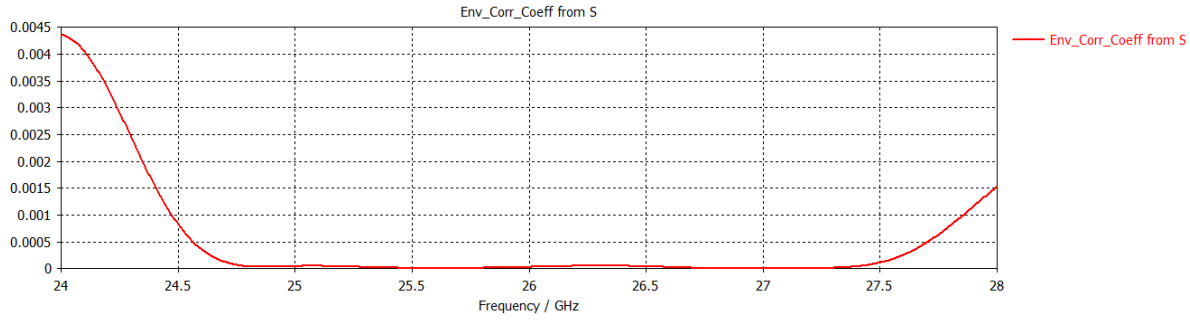
Les taux d'ondes stationnaires (VSWR) du réseau MIMO à 4 antennes, le gain et le coefficient de corrélation d'écartement (ECC) sont présentés sur la figure III 19.



(a)



(b)



(c)

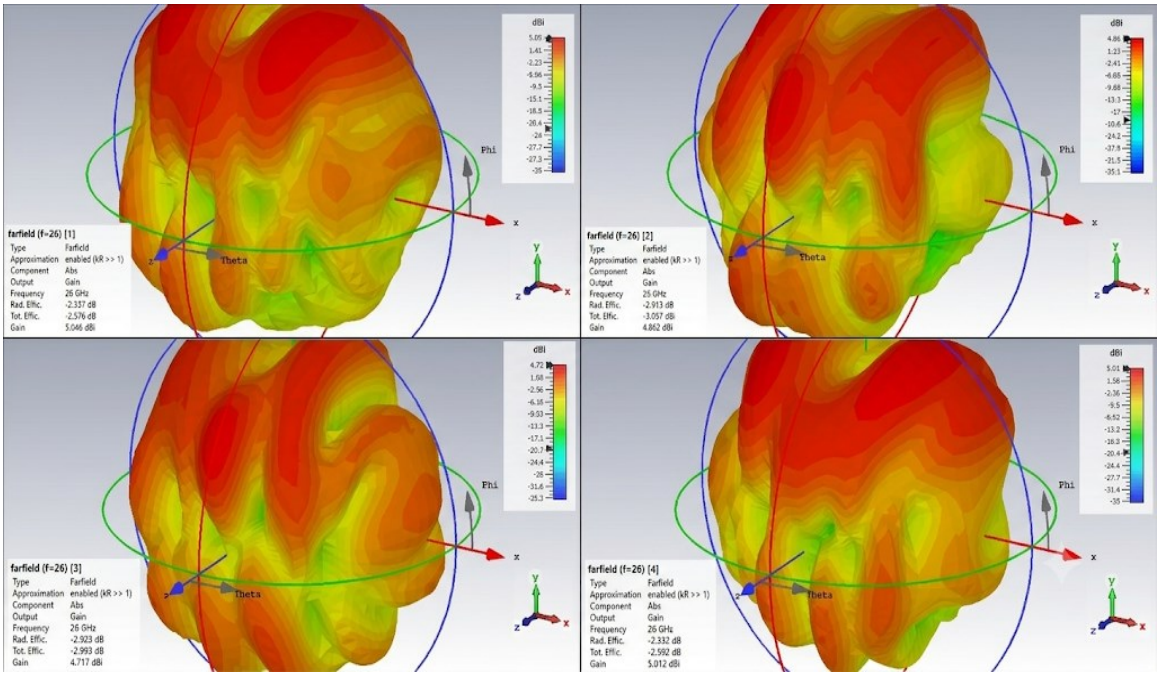
Figure III 27 (a) Taux d'ondes stationnaires, **(b)** Gain du système MIMO à 2 éléments, **(c)** Coefficient de corrélation d'écartement (ECC).

Les valeurs de VSWR obtenues à 26 GHz pour les quatre ports sont inférieures à 1,6, confirmant une adaptation d'impédance quasi-parfaite. L'écart maximal entre les VSWR des quatre ports est inférieur à 0,16, attestant d'une très bonne homogénéité électromagnétique de la structure.

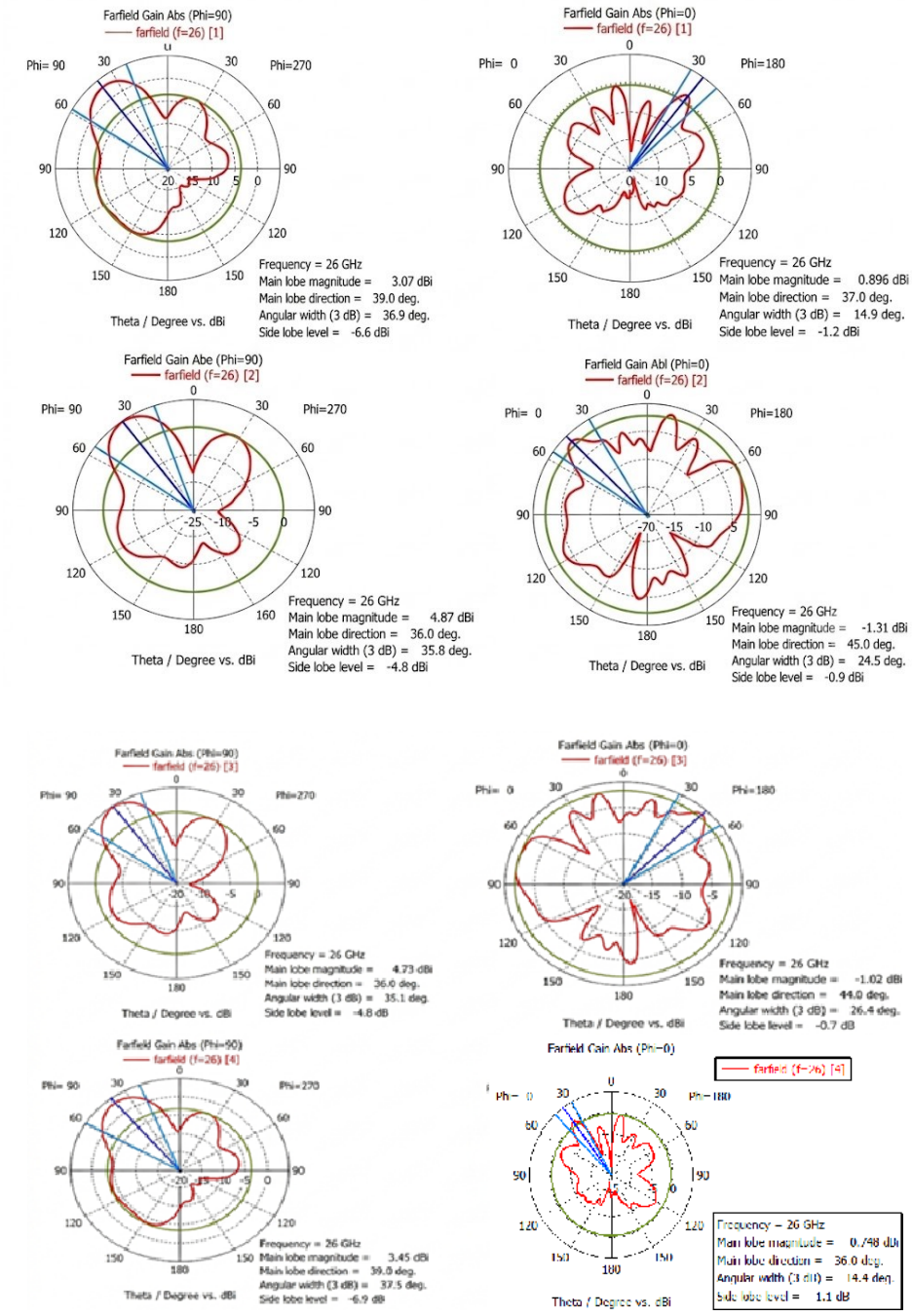
Le gain du réseau MIMO à 4 éléments est supérieur à celui de la configuration à 2 éléments (4,68 dBi), ce qui illustre l'apport de la diversité spatiale supplémentaire offerte par les deux éléments additionnels.

Le coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC) calculé à 26 GHz reste nettement inférieur au seuil critique de 0,5 admis dans les systèmes MIMO, et se situe dans la même plage que pour la configuration à 2 éléments, confirmant que la décorrélation des signaux entre les ports est maintenue même avec l'augmentation du nombre d'éléments.

Les diagrammes de rayonnement en 2D et 3D du réseau MIMO à 4 éléments sont indiqués sur la figure III.20.



(a)



(b)

Figure III 28 (a) Diagrammes de rayonnement en 3D du réseau MIMO à 4 éléments à 26 GHz, gain. **(b)** Diagrammes de rayonnement en 2D du réseau MIMO à 4 éléments à 26 GHz, plan H (Phi=90°), plan E (Phi=0°).

Les diagrammes de rayonnement en 3D à 26 GHz du réseau MIMO à 4 éléments montrent des lobes principaux bien définis pour chacune des quatre antennes, avec des directivités et des gains cohérents entre les éléments, confirmant la symétrie électromagnétique de la structure. Le gain total en 3D du réseau est supérieur à celui de

l'antenne élémentaire et de la configuration à 2 éléments, ce qui est attendu grâce à l'effet de réseau.

Les diagrammes en 2D dans les plans E (Phi = 0°) et H (Phi = 90°) présentent des lobes principaux orientés selon l'axe normal au substrat, avec des niveaux de lobes secondaires acceptables. La comparaison entre les diagrammes des quatre antennes confirme une excellente homogénéité du rayonnement.

Ces résultats valident les bonnes performances de rayonnement de la configuration MIMO à 4 éléments pour les applications 5G mmWave à 26 GHz.

III. 7. Modélisation et intégration des diodes PIN :

III.7. 1. MIMO à 2 éléments :

Dans cette partie, nous proposons d'intégrer des diodes PIN au niveau des fentes insérées sur le plan de masse d'un système MIMO à deux éléments, afin d'étudier la reconfigurabilité fréquentielle du système et d'analyser son impact sur les performances radioélectriques de l'antenne.

La figure suivante présente l'emplacement des diodes PIN dans le plan de masse :

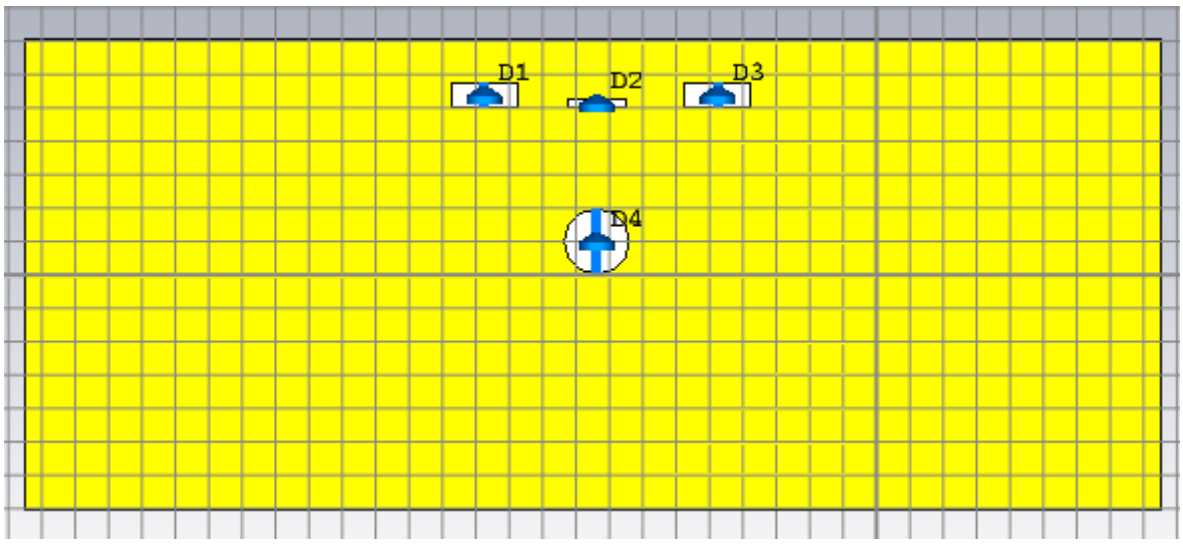


Figure III 29 Implantation des composants de commutation (D1 - D4) sur le plan de masse sous CST.

Dans la simulation, nous avons utilisé les paramètres de la diode mentionnés dans le tableau III.9

Tableau III 8 Caractéristiques du modèle électrique équivalent aux états passant ON et bloqué OFF.

Etat ON	R = 1.5 Ω	L = 0.7 nH	C= 0F
Etat OFF	R = 10 KΩ	L = 0.7 nH	C= 0.23pF

III.7.1.1 Coefficients de réflexion :

- **(État ON) :**

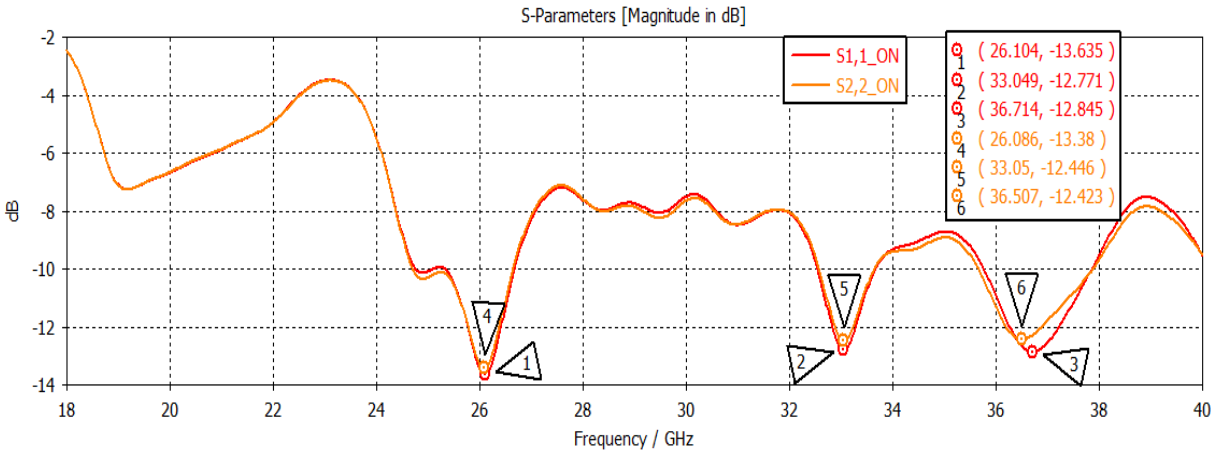


Figure III 30 coefficients de réflexion (S11, S22) de l'état ON.

Les paramètres S_{11} et S_{22} obtenus en état passant (ON) des diodes PIN présentent une bonne adaptation sur l'ensemble de la bande 18-40 GHz, avec des niveaux de réflexion globalement inférieurs à -3 dB. On observe trois résonances marquées d'adaptation, situées approximativement à 26,1 GHz (-13,6 dB pour S_{11} et -13,4 dB pour S_{22}), 33 GHz (-12,8 dB et -12,4 dB respectivement) et 36,6-36,7 GHz (-12,8 dB et -12,4 dB respectivement), correspondant aux fréquences de résonance des éléments rayonnants dans cette configuration. La forte similitude entre les courbes S_{11} et S_{22} traduit une bonne symétrie structurelle entre les deux éléments du système MIMO, gage d'un comportement homogène des deux ports. Ces niveaux d'adaptation, tous inférieurs à -10 dB aux fréquences de résonance, confirment qu'une fraction négligeable de la puissance incidente est réfléchie vers les ports d'alimentation, validant le bon fonctionnement de l'antenne dans l'état passant des diodes PIN.

- **(État OFF) :**

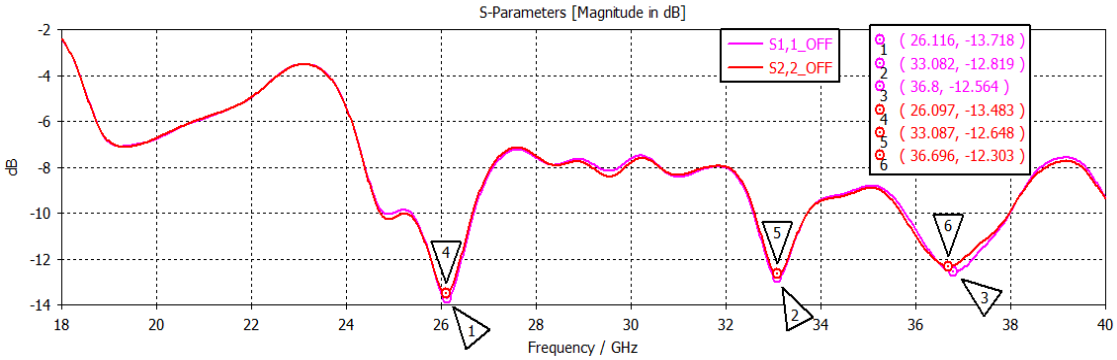


Figure III .31 : coefficients de réflexion (S_{11}, S_{22}) de l'état OFF.

À l'état OFF des diodes PIN, les paramètres S_{11} et S_{22} conservent une allure pratiquement identique à celle observée à l'état ON, avec les mêmes trois résonances d'adaptation situées à environ 26,1 GHz (-13,7 dB et -13,5 dB), 33,1 GHz (-12,8 dB et -12,6 dB) et 36,7-36,8 GHz (-12,6 dB et -12,3 dB) pour S_{11} et S_{22} respectivement. Cette quasi-superposition des courbes entre les états ON et OFF montre que la commutation des diodes PIN n'affecte pas de manière significative l'adaptation d'impédance des deux ports, ce qui traduit une stabilité satisfaisante du comportement fréquentiel de la structure indépendamment de l'état de polarisation des diodes.Comme pour l'état ON, les niveaux de réflexion restent inférieurs à -10 dB aux trois fréquences de résonance, confirmant une bonne adaptation des éléments rayonnants. La légère similarité entre S_{11}_OFF et S_{22}_OFF confirme également la symétrie structurelle du système MIMO, garantissant un fonctionnement homogène des deux ports dans cet état de commutation également.

III. 7.1.2 Coefficient de transmission :

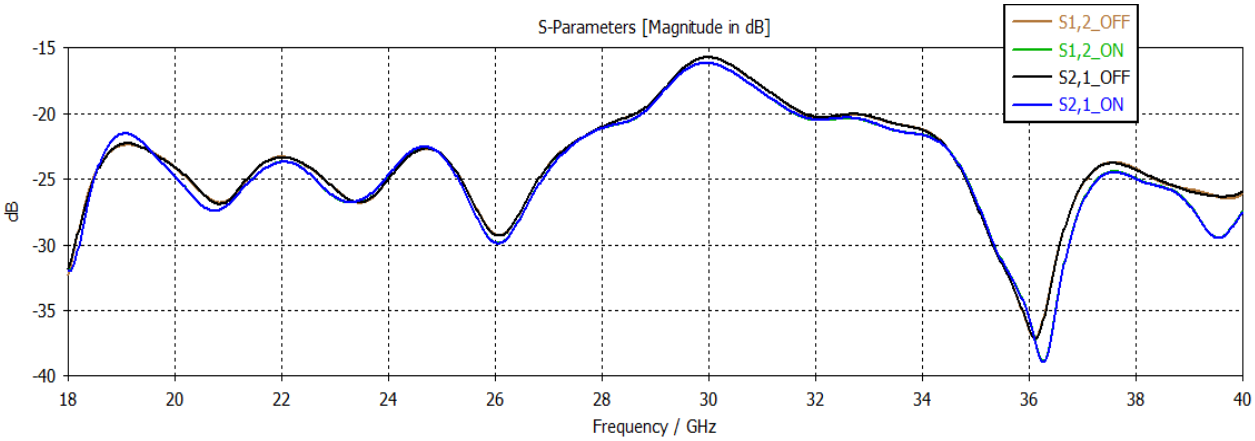


Figure III 32 Le coefficient de transmission (couplage)

Le coefficient de transmission (couplage) entre les deux ports, représenté par S_{12} et S_{21}, demeure inférieur à -15 dB sur toute la bande 18-40 GHz, aussi bien à l'état ON qu'à l'état OFF des diodes PIN, ce qui traduit un très bon niveau d'isolation entre les deux éléments rayonnants du système MIMO. La courbe atteint son minimum d'isolation autour de 36 GHz, avec un couplage descendant jusqu'à environ -38 dB, ce qui indique une isolation particulièrement élevée à cette fréquence.

La superposition quasi parfaite entre S_{12} et S_{21} dans chaque état confirme la réciprocité de la structure, tandis que la similarité globale entre les courbes ON et OFF montre que la commutation des diodes PIN n'introduit pas de dégradation notable du couplage inter-éléments. Ces niveaux d'isolation, demeurant largement inférieurs au seuil critique de -15 dB exigé pour les systèmes MIMO, garantissent une faible corrélation entre les signaux reçus et transmis par les deux ports, condition essentielle pour assurer la diversité spatiale et améliorer la capacité du canal de transmission.

III. 7.1.3 Étude du gain maximal :

a)- État ON :

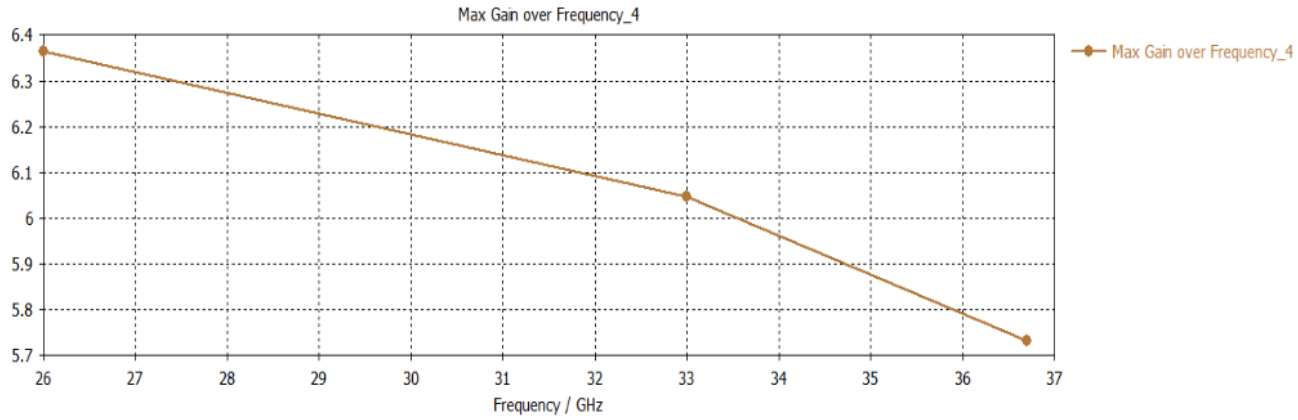


Figure III.33 : Gain maximal en fonction de la fréquence pour l'état ON.

La figure III.33 présente l'évolution du gain maximal du réseau MIMO à deux éléments sur la bande de fréquences allant de 26 GHz à 37 GHz. Les valeurs relevées aux points caractéristiques montrent une décroissance progressive et régulière du gain : 6,35 dBi à 26 GHz, 6,05 dBi à 33 GHz, enfin 5,73 dBi à 36,7 GHz.

Cette évolution décroissante est physiquement interprétable par la modification des conditions de rayonnement avec la fréquence : à mesure que la fréquence augmente, la longueur électrique des éléments rayonnants varie, entraînant une légère redistribution de

l'énergie dans le lobe principal et, par conséquent, une réduction du gain directif. Néanmoins, la variation totale observée sur l'ensemble de la bande reste inférieure à 0,63 dB, ce qui traduit un comportement stable et homogène du réseau sur toute la bande Ka.

Les niveaux de gain obtenus, compris entre 5,72 dBi et 6,35 dBi, sont tout à fait cohérents avec une configuration à deux éléments rayonnants, pour laquelle l'objectif premier est la diversité spatiale plutôt que la directivité maximale. Ces résultats confirment l'aptitude du réseau MIMO proposé à maintenir des performances de rayonnement acceptables et régulières sur l'ensemble de la bande d'intérêt, ce qui constitue un critère essentiel pour les systèmes de communication millimétriques de nouvelle génération.

b)- État OFF :

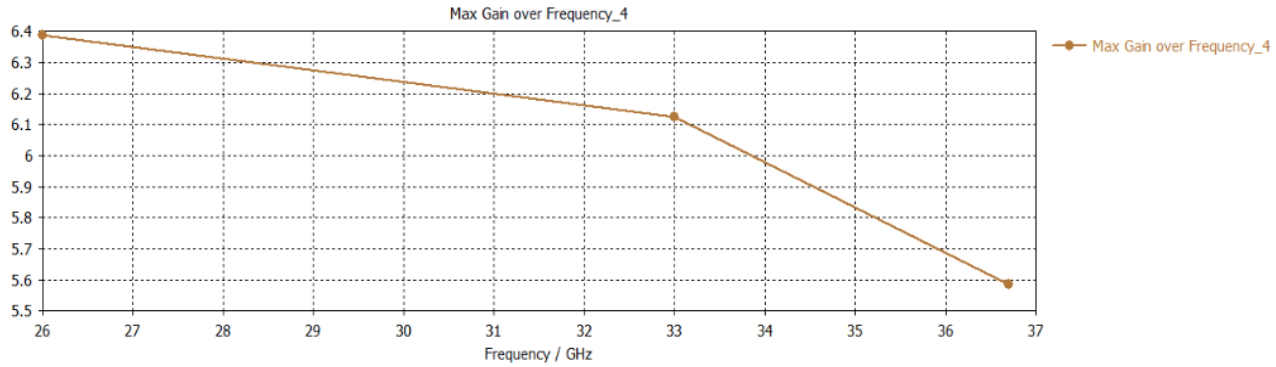


Figure III.34 : Gain maximal en fonction de la fréquence pour l'état OFF.

La figure III.34 présente l'évolution du gain maximal du réseau MIMO à deux éléments en état OFF sur la bande Ka (26–37 GHz). L'analyse aux trois fréquences caractéristiques de la bande permet de dégager les observations suivantes :

À 26 GHz, fréquence basse de la bande, le gain atteint sa valeur maximale de 6,39 dBi. Ce niveau de gain constitue le point de référence le plus favorable de l'état OFF, et il est cohérent avec les diagrammes de directivité observés à cette fréquence, où le rayonnement reste modérément directif avec des lobes bien formés.

À 33 GHz, fréquence médiane de la bande, le gain s'établit à 6,12 dBi, marquant une décroissance de 0,27 dBi par rapport à 26 GHz. Cette évolution reste très progressive et confirme la stabilité du comportement rayonnant du réseau en milieu de bande, malgré les modifications structurelles induites par les diodes PIN sur la distribution des courants de surface.

À 36,7 GHz, fréquence haute de la bande, le gain chute à 5,59 dBi, soit une diminution totale de 0,80 dBi par rapport à la valeur à 26 GHz. Cette décroissance s'accentue dans la partie haute de la bande, ce qui s'explique par les pertes diélectriques et conductrices plus importantes aux fréquences millimétriques élevées, ainsi que par la redistribution de l'énergie dans les lobes secondaires observée sur les diagrammes 2D à 36,7 GHz.

De manière générale, la variation totale du gain sur l'ensemble de la bande en état OFF reste inférieure à 0,80 dBi, ce qui traduit « un comportement globalement stable et homogène ». Ces performances confirment l'aptitude du réseau MIMO proposé à maintenir un niveau de gain satisfaisant sur l'intégralité de la bande Ka, indépendamment de l'état de polarisation des diodes PIN.

c)- Analyse comparative du gain maximal pour les états ON et OFF :

Le tableau III.10 présente une comparaison des valeurs du gain maximal obtenues pour les états ON et OFF des diodes PIN aux trois fréquences caractéristiques de la bande Ka.

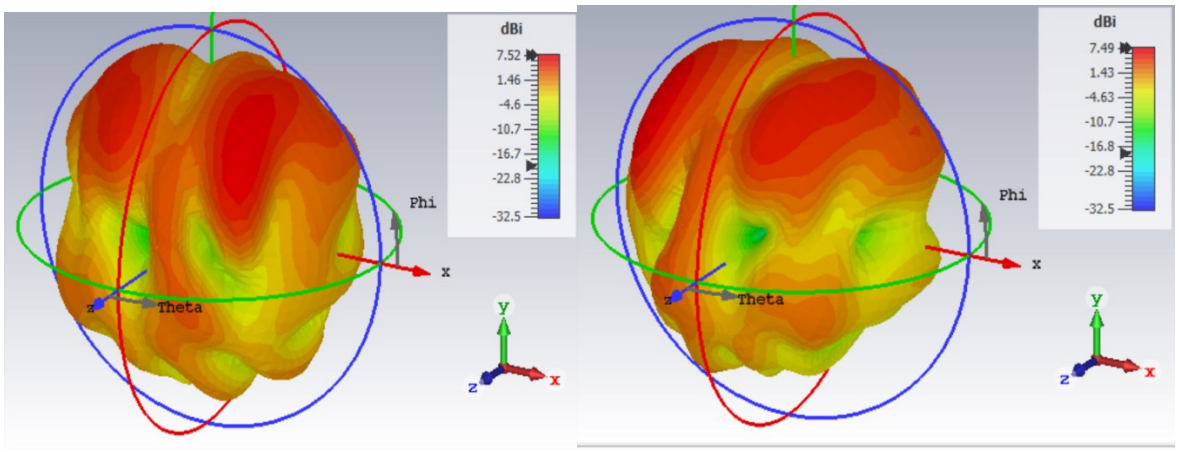
Tableau III.10 : Comparaison du gain maximal du réseau MIMO à 2 éléments dans les états ON et OFF

Fréquence (GHz)	Gain maximal (État ON) (dBi)	Gain maximal (État OFF) (dBi)
26	6.35	6.39
33	6.05	6.12
36.7	5.73	5.59

Les résultats montrent que les valeurs du gain maximal restent très proches dans les deux états de fonctionnement. L'écart observé ne dépasse pas 0,14 dB sur l'ensemble de la bande étudiée, ce qui indique que la commutation des diodes PIN n'affecte que faiblement le gain global du réseau. Ainsi, les performances de rayonnement demeurent stables tout en assurant la reconfigurabilité de l'antenne.

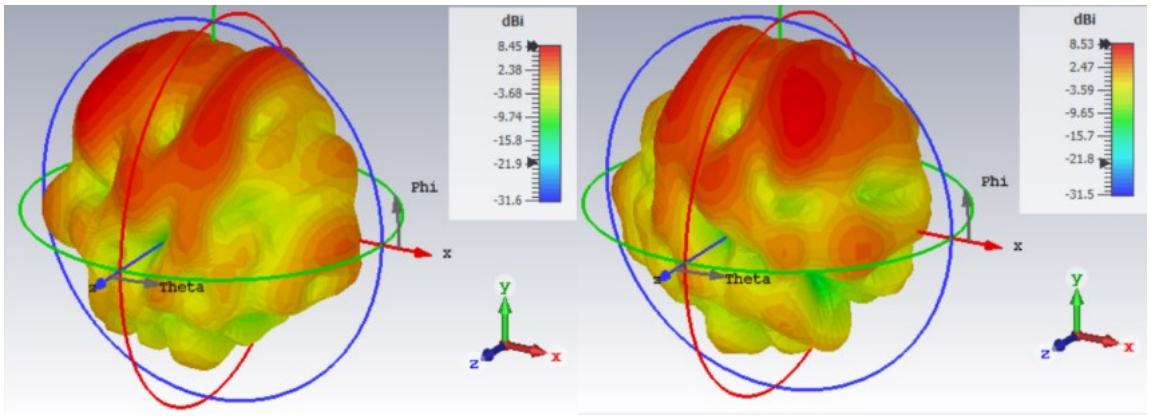
III. 7.1.4 Diagrammes de rayonnement (État ON):

- ***A 26 GHz :***



(a) **(b)**

- ***A 33 GHz***



- ***A 36,7 GHz***

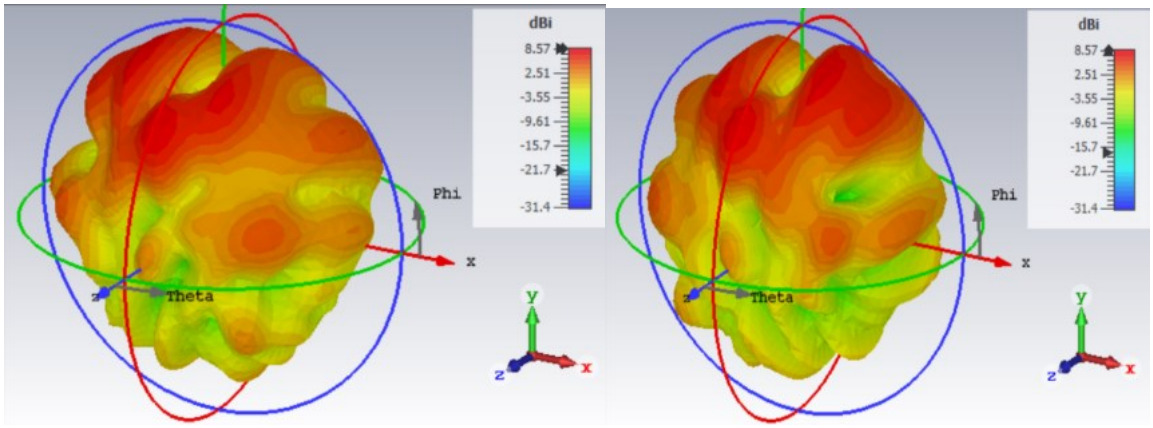


Figure III.35 : Directivité tridimensionnelle (3D) de la configuration MIMO (état ON) :

(a) Antenne 1 , **(b)** Antenne 2

- ***A 26 GHz***

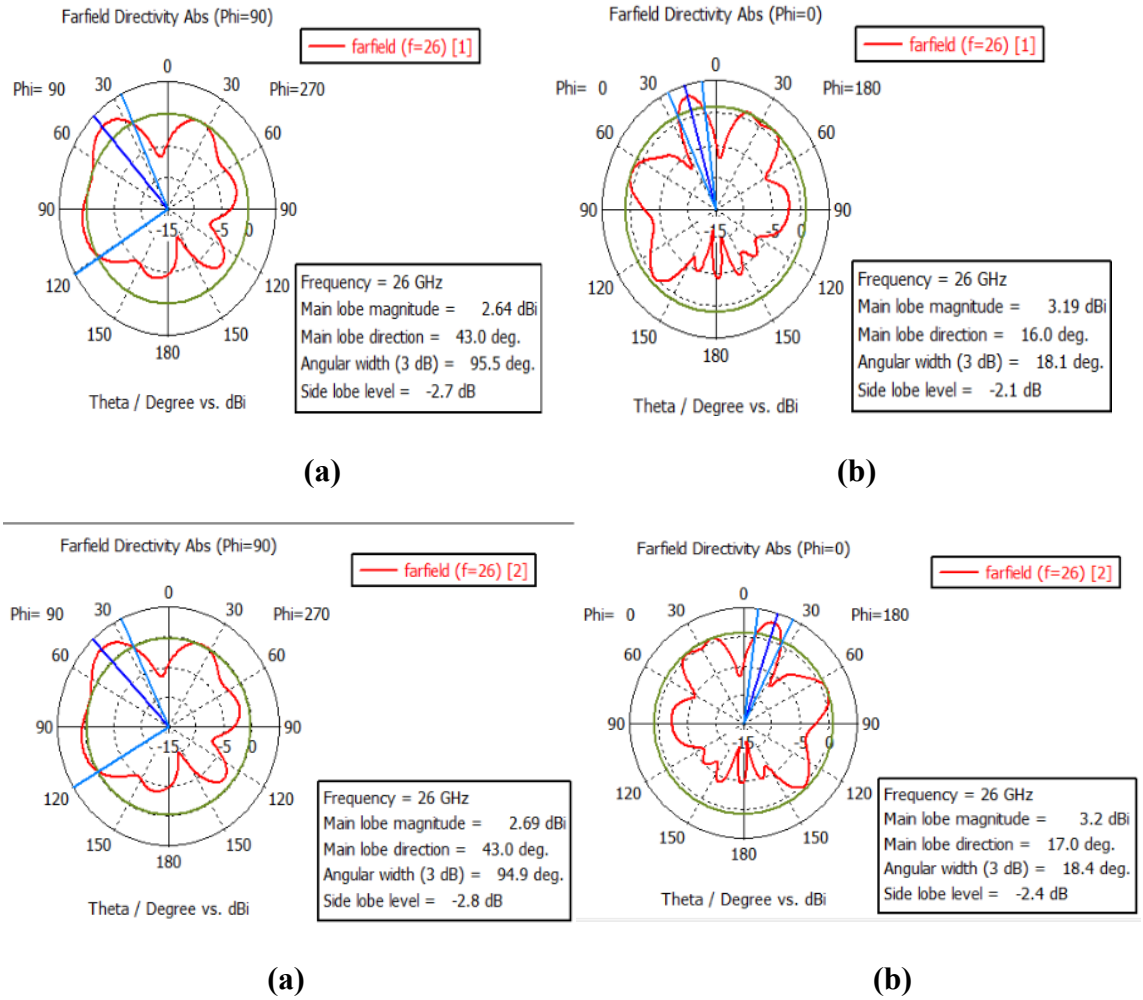


Figure III.36 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 du réseau à f = 26 GHz, **(a)** Plan E (Phi = 90°), **(b)** Plan H (Phi = 0°).

Dans le plan E (Phi = 90°), le diagramme révèle un lobe principal d'une magnitude de 2,64 dBi, orienté à 43,0°, avec une largeur à mi-puissance (HPBW) de 95,5°. Le niveau des lobes secondaires est de −2,7 dB par rapport au lobe principal. La largeur angulaire relativement élevée dans ce plan indique un rayonnement assez étalé, caractéristique d'un élément patch unique dans le plan H.

Dans le plan H (Phi = 0°), le diagramme montre un lobe principal nettement plus directif, avec une magnitude de 3,19 dBi orientée à 16,0°, et une largeur à mi-puissance de seulement 18,1°, témoignant d'une bonne focalisation du rayonnement dans ce plan. Le niveau des lobes secondaires s'établit à −2,1 dB, valeur qui reste acceptable pour cette configuration.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne 2 dans les plans E et H sont très similaires à ceux de l'antenne 1, avec des écarts négligeables. Cela confirme la symétrie de la structure et l'homogénéité du comportement électromagnétique des deux éléments du réseau MIMO

- ***A 33 GHz :***

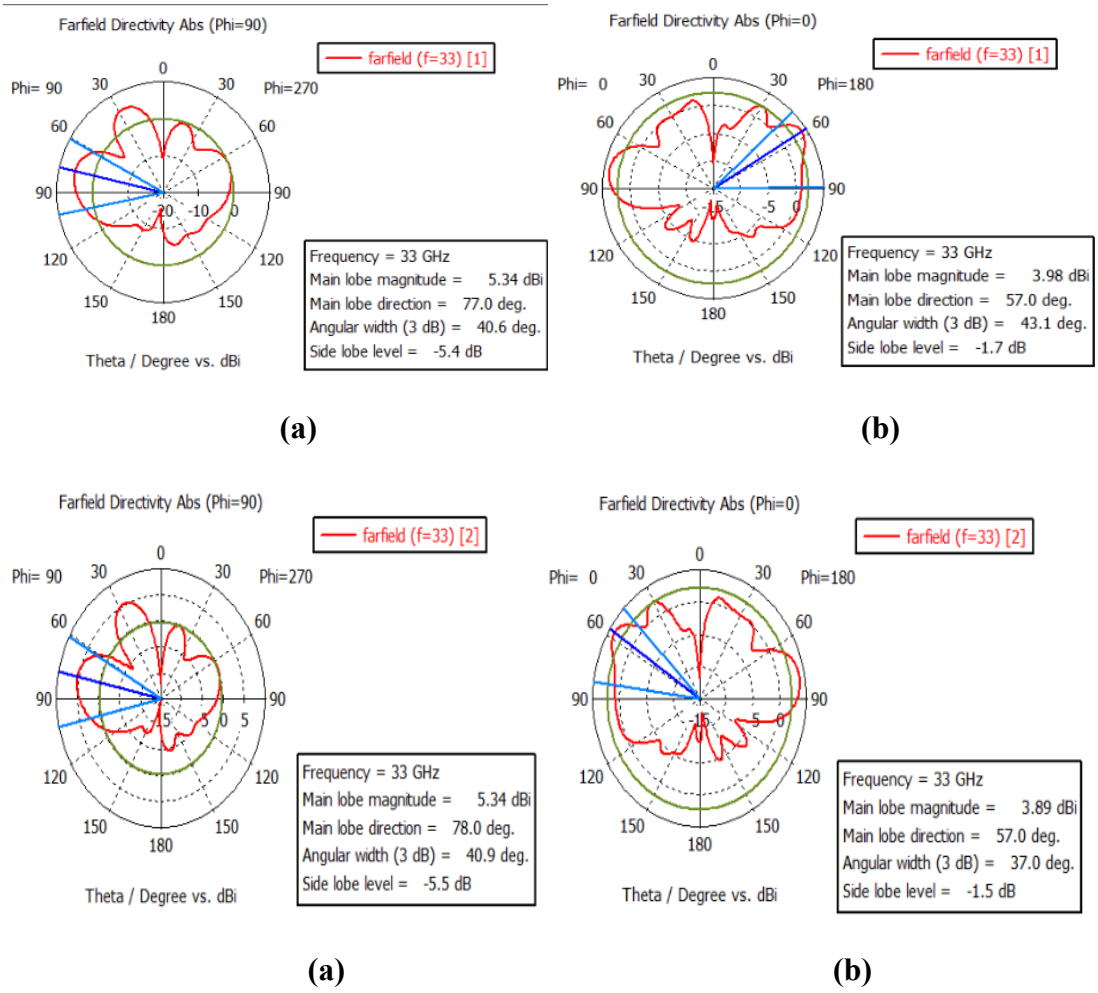


Figure III.37 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 à f = 33 GHz, **(a)** plan E (Phi = 90°), **(b)** plan H (Phi = 0°).

Dans le plan E (Phi = 90°), le diagramme de rayonnement de l'antenne 1 présente un lobe principal d'une magnitude de 5,34 dBi, orienté à 77,0°, avec une largeur à mi-puissance de 40,6°. Le niveau des lobes secondaires est de −5,4 dB. Par rapport à la fréquence de 26 GHz, on constate une augmentation significative de la directivité dans ce plan, accompagnée d'un resserrement du lobe principal et d'une meilleure réjection des lobes secondaires, ce qui traduit un comportement de rayonnement plus directif à 33 GHz.

Dans le plan H (Phi = 0°), le lobe principal présente une magnitude de 3,98 dBi, orienté à 57,0°, avec une largeur à mi-puissance de 43,1° et un niveau de lobes secondaires de −1,7 dB. On note ici un élargissement du lobe principal par rapport à 26 GHz et un dépointage du lobe vers 57°, ce qui s'explique par la modification des conditions de rayonnement liée à l'augmentation de la fréquence et à l'effet des diodes PIN sur la distribution des courants de surface.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne 2 sont très proches de ceux de l'antenne 1 dans les plans E et H, ce qui confirme la bonne symétrie électromagnétique du réseau MIMO à 33 GHz.

- ***A 36,7 GHz :***

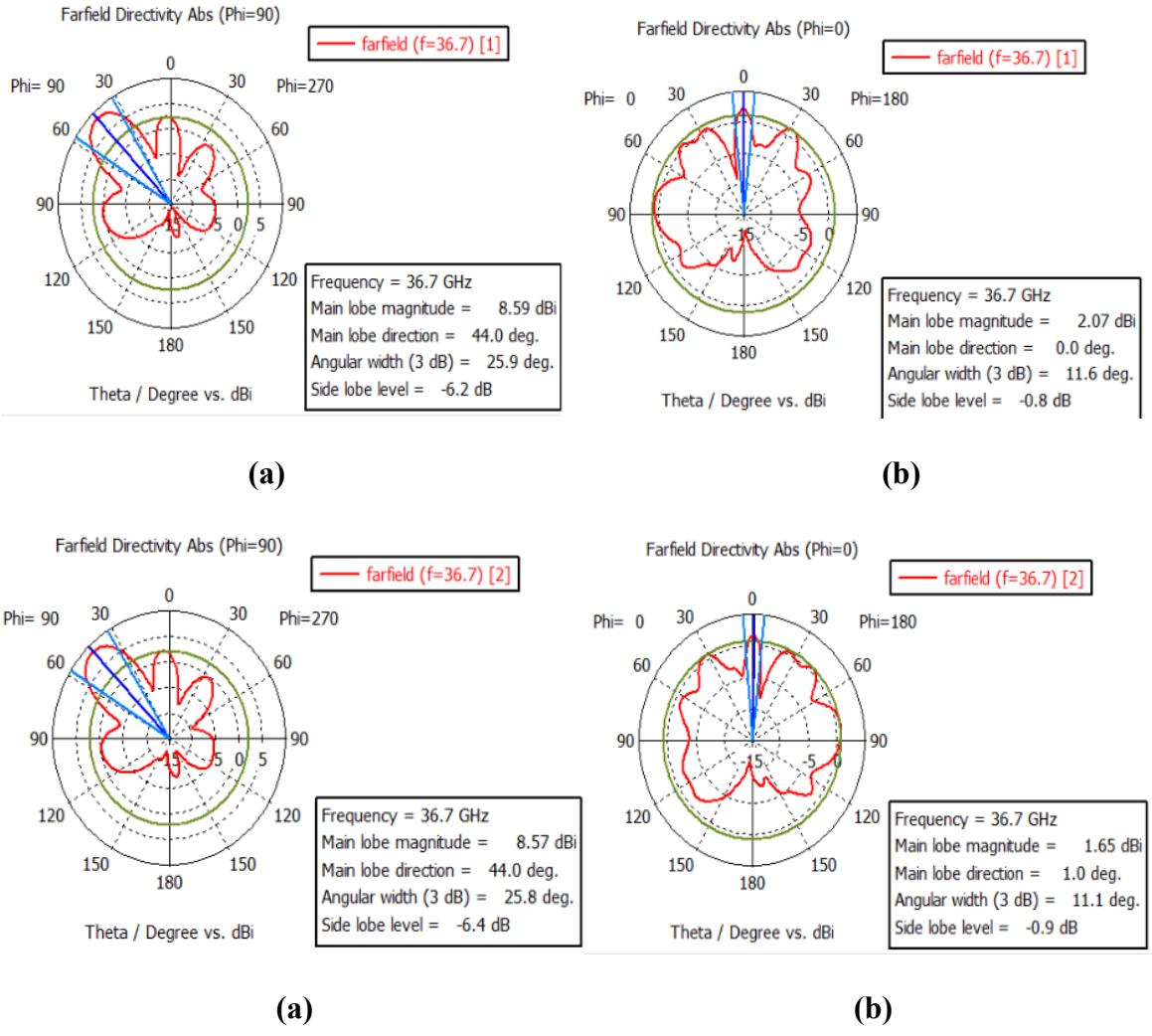


Figure III 38 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 à f = 36,7 GHz, **(a)** Plan E (Phi = 90°), **(b)** Plan H (Phi = 0°).

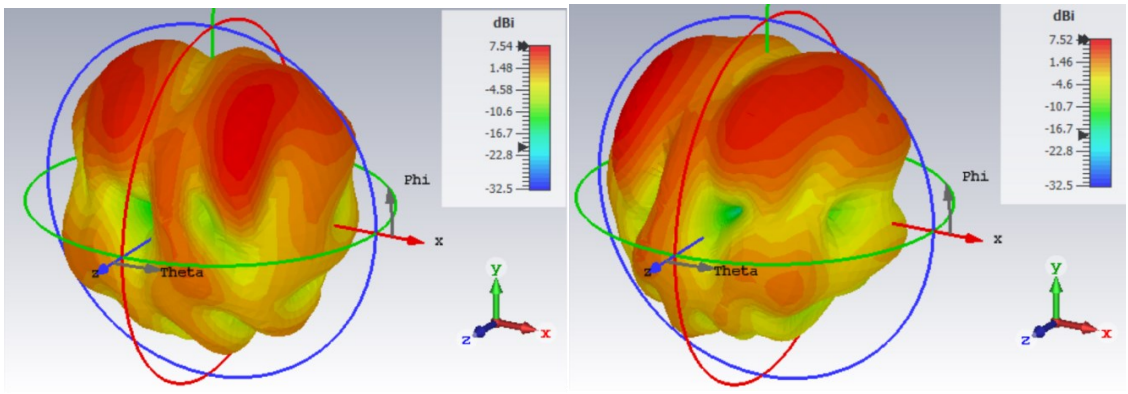
Dans le plan E (Phi = 90°), le diagramme de l'antenne 1 révèle un lobe principal particulièrement directif, d'une magnitude de 8,59 dBi, orienté à 44,0°, et d'une largeur à mi-puissance de 25,9°. Le niveau des lobes secondaires atteint −6,2 dB, ce qui représente la meilleure réjection des lobes secondaires observée sur l'ensemble de la bande étudiée. Cette forte directivité à 36,7 GHz s'explique par le resserrement électrique de l'ouverture rayonnante à mesure que la fréquence augmente, conduisant à une focalisation plus prononcée de l'énergie dans la direction principale.

Dans le plan H (Phi = 0°), le comportement est radicalement différent : le lobe principal présente une magnitude de seulement 2,07 dBi, orienté à 0,0°, avec une largeur à mi-puissance très étroite de 11,6° et un niveau de lobes secondaires de −0,8 dB. Le pointage à 0° indique que le rayonnement dans ce plan est centré sur la normale au plan de masse, ce qui est cohérent avec un fonctionnement en bout de bande où les conditions aux limites imposées par les diodes PIN favorisent un rayonnement broadside dans le plan H.

À 36,7 GHz, les diagrammes de rayonnement de l'antenne 2 dans les plans E et H sont très proches de ceux de l'antenne 1. Cette similitude confirme la bonne symétrie électromagnétique du réseau MIMO et l'uniformité de son comportement à haute fréquence.

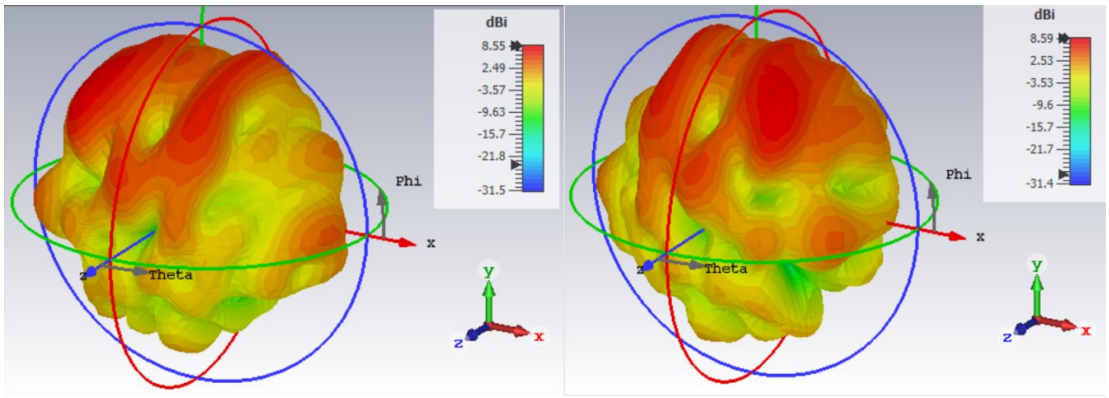
III. 7.1.5 Diagrammes de rayonnement en (État OFF) :

- ***A 26 GHz:***



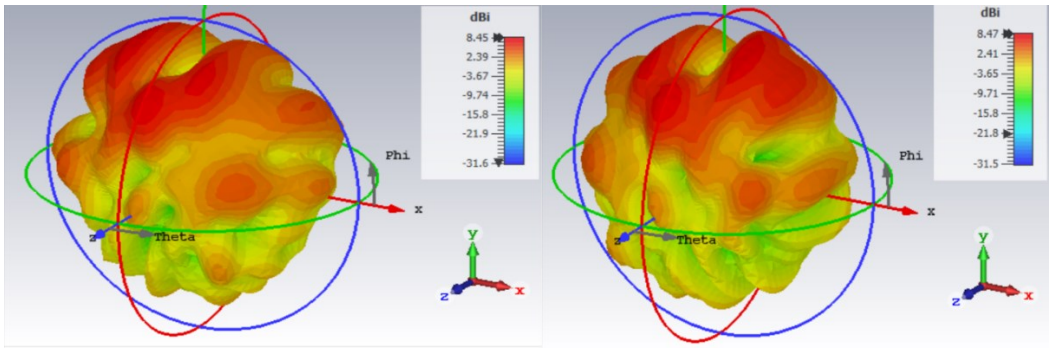
(a) **(b)**

- ***A 33 GHz :***



(a) **(b)**

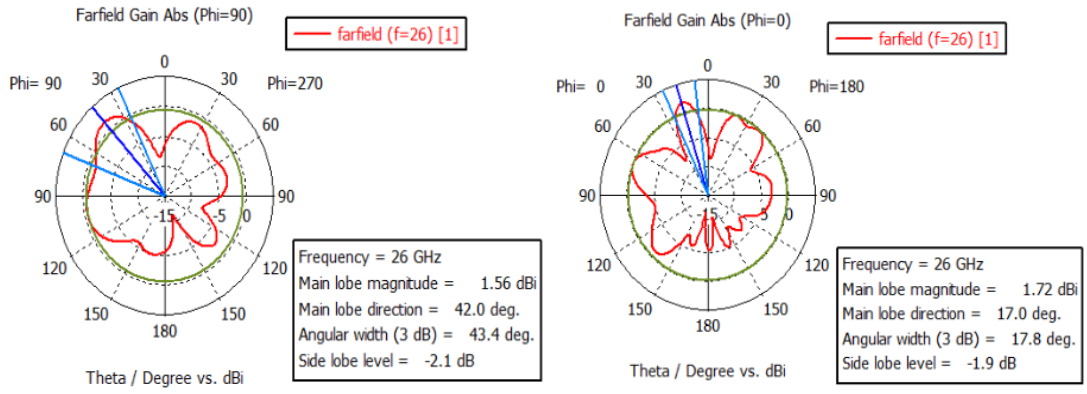
- ***A 36,7 GHz :***



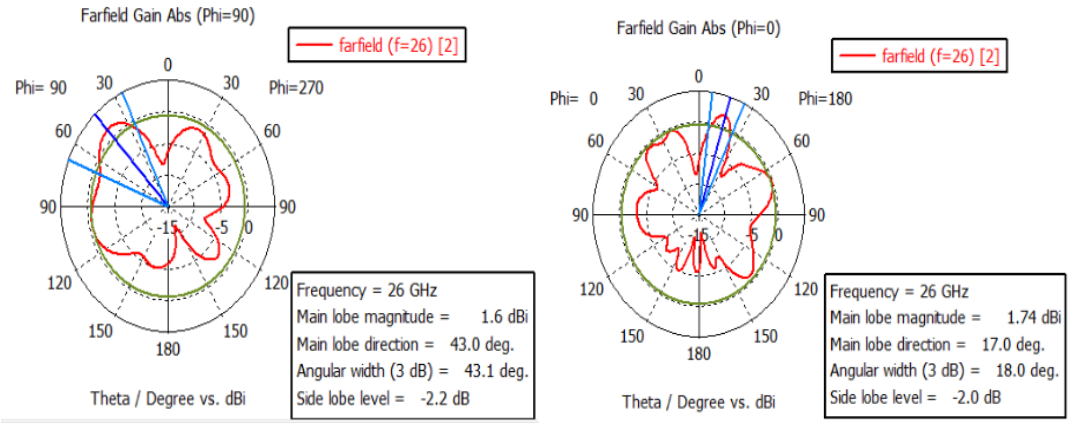
(a) **(b)**

Figure III 39 : Directivité tridimensionnelle (3D) de la configuration MIMO (état OFF) : **(a)** Antenne 1 , **(b)** Antenne 2.

- ***A 26 GHz :***



(a)



(b)

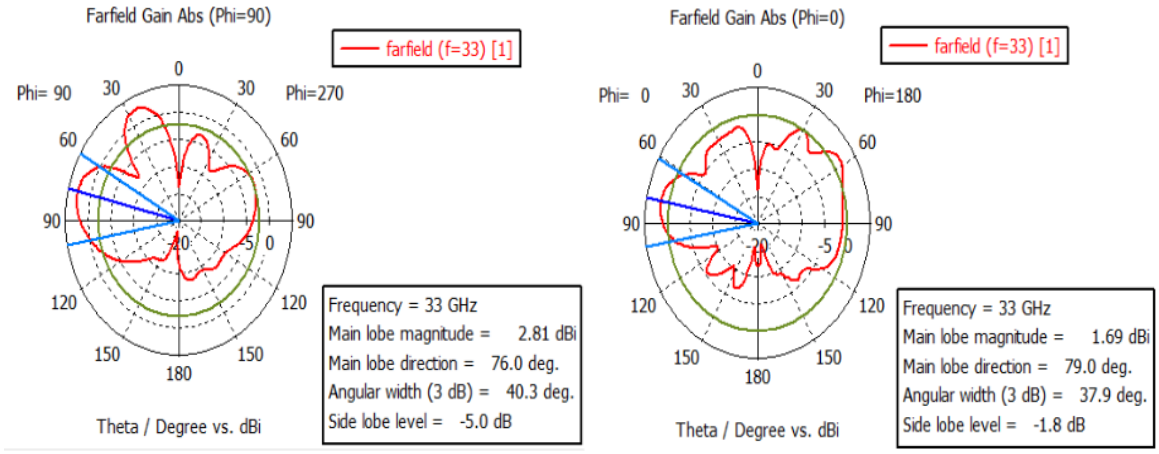
Figure III.40 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 du réseau à f = 26 GHz, **(a)** Plan E (Phi = 90°), **(b)** Plan H (Phi = 0°).

Dans le plan E (Phi = 90°), le diagramme de gain de l'antenne 1 en état OFF présente un lobe principal d'une magnitude de 1,56 dBi, orienté à 42,0°, avec une largeur à mi-puissance de 43,4° et un niveau des lobes secondaires de −2,1 dB. Par rapport à l'état ON à la même fréquence, on constate une réduction sensible du gain dans ce plan, ce qui est directement imputable au changement d'état des diodes PIN qui modifient la distribution des courants dans le plan de masse et altèrent les conditions de rayonnement.

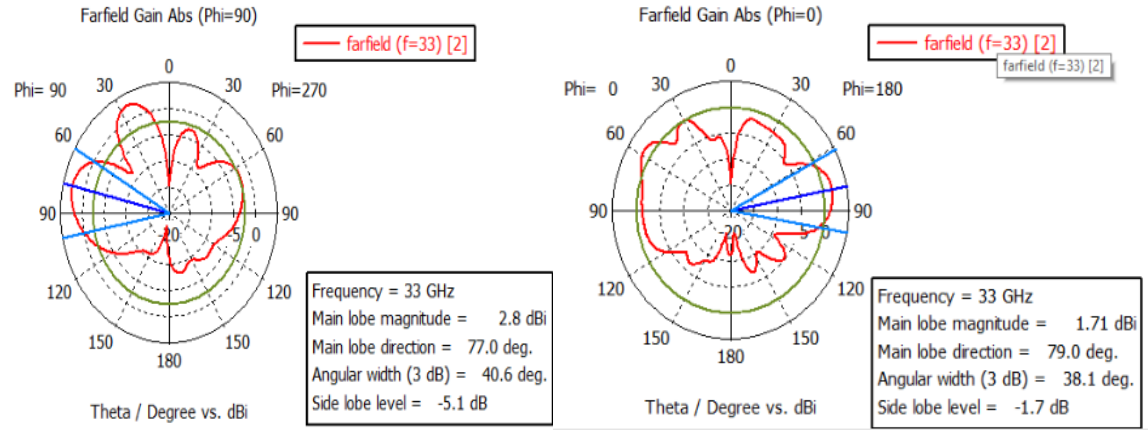
Dans le plan H (Phi = 0°), le lobe principal affiche une magnitude de 1,72 dBi, orienté à 17,0°, avec une largeur à mi-puissance de 17,8° et un niveau de lobes secondaires de −1,9 dB. Le lobe reste relativement focalisé dans ce plan, avec un pointage similaire à celui observé en état ON, ce qui indique que la commutation des diodes PIN influence principalement l'amplitude du rayonnement plutôt que sa direction dans le plan H à 26 GHz.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne 2 en état OFF sont très similaires à ceux de l'antenne 1 dans les plans E et H. Cette similitude confirme la symétrie électromagnétique du réseau et l'uniformité du comportement des deux ports.

- ***A 33GHz:***



(a) **(b)**



(a) **(b)**

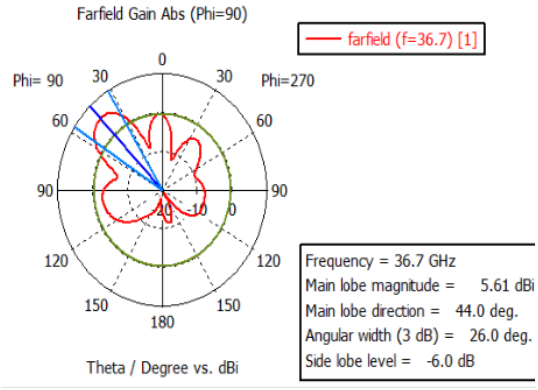
Figure III.41 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 à f = 33 GHz, **(a)** Plan E (Phi = 90°), **(b)** Plan H (Phi = 0°).

Dans le plan E (Phi = 90°), le diagramme de gain de l'antenne 1 en état OFF à 33 GHz présente un lobe principal d'une magnitude de 2,81 dBi, orienté à 76,0°, avec une largeur à mi-puissance de 40,3° et un niveau de lobes secondaires de −5,0 dB. Par rapport à l'état OFF à 26 GHz, on constate une augmentation du gain de 1,25 dBi dans ce plan, accompagnée d'un dépointage du lobe principal vers des angles rasants plus élevés. Ce comportement est cohérent avec l'évolution fréquentielle de la structure rayonnante, où la modification de la longueur électrique des éléments favorise un rayonnement plus incliné à mesure que la fréquence augmente.

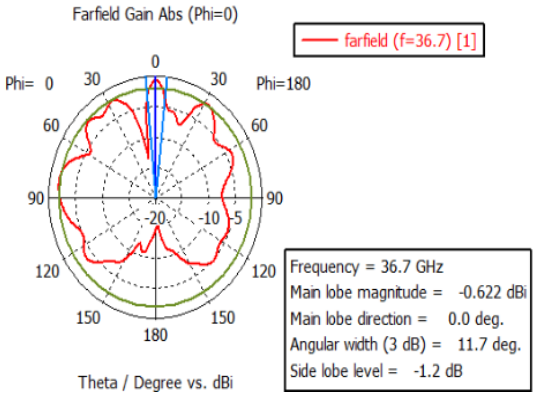
Dans le plan H (Phi = 0°), le lobe principal présente une magnitude de 1,69 dBi, orienté à 79,0°, avec une largeur à mi-puissance de 37,9° et un niveau de lobes secondaires de −1,8 dB. Le dépointage très prononcé à 79° dans ce plan est une caractéristique notable de l'état OFF à 33 GHz, indiquant que l'énergie rayonnée est fortement déviée vers des directions rasantes, ce qui s'explique par la reconfiguration du plan de masse induite par l'état des diodes PIN.

À 33 GHz, les diagrammes de rayonnement obtenus pour l'antenne 2 en état OFF présentent une allure comparable à celle de l'antenne 1 dans les plans E et H. Cette cohérence des résultats traduit un comportement équilibré des deux éléments du réseau MIMO.

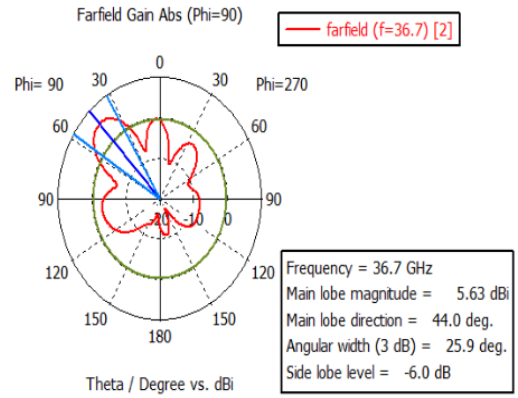
- ***A 36.7 GHz:***



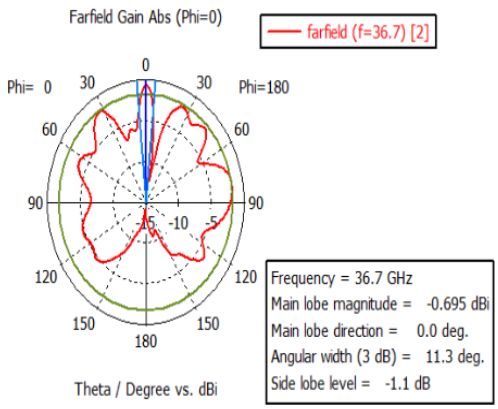
(a)



(b)



(a)



(b)

Figure III.42 : Diagrammes de directivité en 2D des antennes 1 et 2 à f = 36,7 GHz, **(a)** Plan E (Phi = 90°), **(b)** Plan H (Phi = 0°).

Dans le plan E (Phi = 90°), le diagramme de gain de l'antenne 1 en état OFF à 36,7 GHz présente un lobe principal bien défini avec une magnitude de 5,61 dBi, orienté à 44,0°, avec une largeur à mi-puissance de 26,0° et un niveau de lobes secondaires de −6,0 dB. Ce niveau de gain constitue la valeur la plus élevée observée en état OFF sur l'ensemble de la bande étudiée, et témoigne d'un comportement de rayonnement particulièrement directif à cette fréquence dans le plan E. La bonne réjection des lobes secondaires à −6,0 dB indique également une excellente qualité du diagramme à 36,7 GHz.

Dans le plan H (Phi = 0°), le comportement est radicalement différent : le lobe principal présente une magnitude de −0,622 dBi, orienté à 0,0°, avec une largeur à mi-puissance très étroite de 11,7° et un niveau de lobes secondaires de −1,2 dB. La valeur négative du gain dans ce plan indique que les pertes ohmiques et diélectriques à haute fréquence, combinées à l'effet de court-circuit supprimé par l'état OFF des diodes PIN, conduisent à une efficacité de rayonnement réduite dans le plan H. Le pointage à 0° confirme néanmoins un rayonnement broadside résiduel dans ce plan.

À 36,7 GHz, l'antenne 2 en état OFF présente des caractéristiques de rayonnement globalement similaires à celles de l'antenne 1 dans les plans E et H. Cette concordance des résultats met en évidence la bonne stabilité du comportement électromagnétique du réseau malgré les effets de couplage résiduels à haute fréquence.

III. 7. 2. Synthèse des résultats obtenus :

Les résultats obtenus pour la structure MIMO à 2 éléments intégrant des diodes PIN permettent de tirer les conclusions suivantes :

- Les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} restent inférieurs à -10 dB aux fréquences de résonance dans les états ON et OFF, traduisant une bonne adaptation d'impédance.
- Le coefficient de transmission S_{12}/S_{21} demeure inférieur à -15 dB sur l'ensemble de la bande étudiée, garantissant une excellente isolation entre les deux éléments rayonnants.

- Les courbes de réflexion obtenues dans les deux états présentent une très forte similarité, montrant que la commutation des diodes PIN n'affecte pas significativement l'adaptation de l'antenne.
- Le gain maximal reste relativement stable sur toute la bande Ka. L'écart entre les états ON et OFF ne dépasse pas 0,14 dB, ce qui confirme la conservation des performances de rayonnement après reconfiguration.
- Les diagrammes de rayonnement montrent une modification des caractéristiques de directivité selon l'état des diodes PIN, mettant en évidence la capacité de reconfiguration de la structure.
- La forte similitude des résultats obtenus pour les deux ports confirme la bonne symétrie électromagnétique du système MIMO.
- L'intégration des diodes PIN dans le plan de masse permet ainsi d'assurer une reconfigurabilité efficace tout en maintenant des performances satisfaisantes en termes d'adaptation, d'isolation et de gain.

En conclusion, la structure MIMO à 2 éléments proposée présente de bonnes performances radioélectriques dans les états ON et OFF, ce qui la rend adaptée aux applications de communications millimétriques en bande Ka et aux futurs systèmes de communications sans fil reconfigurables.

Tableau.III.11 : Comparaison des performances du réseau MIMO à 2 éléments avec FR-4, Rogers RT5880 et diodes PIN

Paramètre	**MIMO 2 éléments _FR-4**	**MIMO 2 éléments _Rogers RT5880**	**MIMO 2 éléments avec diodes PIN**
Fréquence(s) de résonance	26 GHz	15,488 GHz	26,1 GHz; 33 GHz; 36,7 GHz
S_{11} (dB)	≈ -45,64 dB	-32,98 dB	-13,6 dB (26,1 GHz)
Isolation S_{12}/S_{21} (dB)	< -20 dB	-35,04 dB	< -15 dB (jusqu'à -38 dB)
VSWR	1,46 – 1,49	1,046	< 2 sur toute la bande

Gain maximal (dBi)	4,68 dBi	15,05 dBi	6,35 dBi (26,1 GHz)
ECC	0,000115	$1{,}67 \times 10^{-9}$	Très faible (compatible MIMO)
Bande passante	2,756 GHz	Large bande (> 3 GHz)	Bande Ka (26–37 GHz) avec fonctionnement multibande
Particularité	Fonctionnement à 26 GHz	Gain élevé et excellente adaptation	Reconfigurabilité fréquentielle grâce aux diodes PIN

L'intégration des diodes PIN permet d'introduire une reconfigurabilité fréquentielle du réseau MIMO à deux éléments en générant plusieurs fréquences de résonance (26,1 GHz, 33 GHz et 36,7 GHz), tout en conservant une bonne adaptation d'impédance et une isolation satisfaisante entre les ports. Bien que le gain reste inférieur à celui obtenu avec le substrat Rogers RT5880, la configuration à diodes PIN offre une flexibilité fréquentielle supplémentaire particulièrement intéressante pour les systèmes 5G et les applications multibandes.

III.8. Discussion des résultats et limites :

III.8.1. Analyse globale des performances :

L'ensemble des résultats de simulation obtenus pour les différentes configurations proposées dans ce chapitre permet de dresser un bilan global des performances à travers les axes principaux suivants :

- Sur le plan de l'adaptation en impédance, toutes les configurations conçues présentent un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à −10 dB à la fréquence de résonance cible, attestant d'une bonne adaptation du port d'alimentation à l'impédance de référence de 50 Ω **[III.1] [III.3].**

- Les bandes passantes à −10 dB obtenues dans chaque configuration sont parfaitement compatibles avec les exigences spectrales des bandes 5G visées dans ce travail.
- Sur le plan de la diversité MIMO, les valeurs d'ECC et de DG obtenues pour les configurations 2×2 et 4×4 sont conformes aux critères généralement admis dans la littérature pour les réseaux d'antennes 5G **[III.1] [III.3] [III.5].**
- La configuration 4×4 offre théoriquement un gain de diversité plus élevé, mais ce choix implique une gestion du couplage mutuel plus complexe et une occupation surfacique plus importante sur le substrat commun.

III.8.2. Limites du travail (simulation uniquement) :

Ce travail repose exclusivement sur des simulations numériques réalisées sous CST Studio Suite. Bien que cet environnement de simulation soit largement reconnu pour sa précision et sa fiabilité dans le domaine électromagnétique, plusieurs limitations inhérentes à l'approche purement numérique doivent néanmoins être prises en considération :

- Les simulations supposent une structure géométriquement parfaite, sans tenir compte des tolérances de fabrication inévitables lors de la gravure des substrats (précision de [±0,05 mm] pour les procédés standard de photolithographie) **[III.1] [III.2].**
- Les modèles numériques ne prennent pas en compte les variations de permittivité des substrats d'un lot à l'autre, ni les effets parasites des soudures et connecteurs sur les propriétés électriques de l'antenne.
- L'évaluation actuelle ne permet pas d'analyser le comportement de l'antenne dans un environnement de propagation réel, qui inclut des effets de couplage avec le corps humain ou des variations de chargement dues aux obstacles environnants **[III.6].**
- Toutes les valeurs de performance présentées dans ce chapitre proviennent de simulations pleines ondes ; une validation expérimentale par prototype physique reste donc indispensable pour confirmer leur validité en conditions réelles **[III.1] [III.2].**

III.8.3. Perspectives d'amélioration :

Sur la base des résultats obtenus et des limitations identifiées, plusieurs perspectives d'amélioration et d'extension de ce travail peuvent être envisagées.

La première perspective concerne la fabrication et la caractérisation expérimentale des antennes proposées. La réalisation de prototypes sur substrat FR-4 par photolithographie, suivie de campagnes de mesures en chambre anéchoïque, permettrait de confronter les résultats simulés aux performances réelles des structures conçues. Cette étape est essentielle afin d'identifier les éventuelles sources d'écart entre simulation et expérimentation, notamment celles liées aux tolérances de fabrication, aux pertes matérielles ou aux modèles de composants actifs utilisés **[III.2] [III.4]**.

Une seconde perspective porte sur l'amélioration de l'isolation inter-éléments dans les configurations MIMO compactes. L'étude de techniques de découplage plus avancées, telles que les structures à bande interdite électromagnétique (EBG), les lignes de neutralisation ou les résonateurs à anneaux fendus (SRR), pourrait permettre de réduire davantage le couplage mutuel sans augmenter les dimensions globales du système **[III.1] [III.3] [III.5]**.

Enfin, l'extension de la reconfigurabilité vers d'autres paramètres électromagnétiques constitue une voie de recherche particulièrement prometteuse. Au-delà de la reconfiguration fréquentielle, il serait envisageable d'intégrer des mécanismes de reconfiguration de polarisation ou de diagramme de rayonnement, voire de combiner plusieurs stratégies au sein d'une même architecture. De telles approches répondraient aux exigences croissantes de flexibilité et d'adaptabilité des futurs systèmes de communication 5G avancée et 6G **[III.1] [III.6].**

III. 9. Conclusion :

Ce chapitre a présenté de manière progressive et structurée l'ensemble de la démarche de conception et de simulation des antennes MIMO reconfigurables développées dans le cadre de ce travail. En partant du dimensionnement analytique de l'antenne élémentaire et de sa validation par simulation en pleine onde sous CST Studio Suite, on a successivement introduit des fentes afin de contrôler les fréquences de résonance, puis étendu la configuration à des réseaux MIMO 2×2 et 4×4.

Les résultats obtenus montrent que les configurations proposées satisfont aux critères de performance généralement admis pour les antennes MIMO destinées aux applications 5G, notamment en termes d'adaptation en impédance, d'isolation inter-éléments, de coefficient de corrélation d'enveloppe (ECC) et de gain de diversité (DG). L'étude comparative entre les

différentes architectures a mis en lumière les compromis inhérents à la compacité, à la diversité spatiale et à l'isolement mutuel, fournissant des éléments d'orientation concrets pour de futures conceptions.

Les limites inhérentes à l'approche par simulation exclusive ont été identifiées et discutées, soulignant notamment l'importance d'une validation expérimentale par des prototypes physiques afin de confirmer la portée pratique des résultats. Les perspectives d'amélioration identifiées — techniques de découplage avancées, reconfigurabilité élargie, validation expérimentale — ouvrent des voies de recherche prometteuses pour la poursuite de ce travail dans le cadre d'études futures.

Conclusion Générale :

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail de fin d'études visait à concevoir et à analyser des antennes MIMO reconfigurables pour les applications 5G. Les simulations électromagnétiques ont été réalisées à l'aide du logiciel CST Studio Suite. Une démarche progressive a été adoptée, en partant des fondements théoriques pour aboutir à des configurations MIMO multiéléments, tout en effectuant une analyse comparative de leurs performances.

Le chapitre introductif et les bases théoriques relatives aux antennes imprimées ont été présentés. Différentes topologies ont été étudiées et comparées pour identifier les configurations les plus adaptées. Les méthodes d'alimentation et d'adaptation d'impédance ont également été analysées, ainsi que des paramètres essentiels tels que la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion S_{11}, le gain, l'efficacité, la polarisation et le rapport avant-arrière. La compréhension de ces paramètres est indispensable dans le processus de conception. En ce qui concerne les antennes reconfigurables, l'utilisation des diodes PIN a joué un rôle central, car elle permet de modifier la fréquence de fonctionnement sans altérer la structure physique de l'antenne, offrant ainsi une meilleure flexibilité spectrale.

Le deuxième chapitre a été consacré aux systèmes MIMO dans le contexte de la 5G. Les principes de modélisation du canal sous forme matricielle, le multiplexage spatial, le beamforming, l'OFDM ainsi que le codage spatio-temporel ont été présentés pour fournir une vision globale des technologies associées. L'étude du MIMO massif et des bandes millimétriques a mis en évidence plusieurs défis actuels, notamment l'équilibre entre capacité, couverture et complexité de mise en œuvre.

Le cœur du projet a été développé dans le troisième chapitre. Une première étape a consisté à concevoir une antenne élémentaire validée par simulation sous CST Studio Suite ; l'ajout de fentes a permis de modifier les fréquences de résonance ainsi que les caractéristiques de rayonnement. Ensuite, l'intégration de diodes PIN a rendu l'antenne reconfigurable en fréquence, à travers la modélisation des états ON et OFF. Les configurations MIMO 2×2 puis 4×4 ont ensuite été étudiées en analysant les paramètres S, l'isolation entre éléments, le coefficient de corrélation d'enveloppe et le gain de diversité. La comparaison entre les différentes structures a permis de mettre en évidence les compromis entre diversité, compacité et isolation mutuelle. En particulier, l'augmentation du nombre

d'éléments améliore les performances en diversité, mais peut entraîner des difficultés liées au couplage entre antennes.

À l'avenir, une validation expérimentale est nécessaire pour confirmer les résultats obtenus par simulation. La fabrication de prototypes suivie de mesures en chambre anéchoïque permettrait de comparer les performances simulées et réelles. De plus, l'exploration de techniques avancées de découplage, telles que les structures EBG ou les lignes de neutralisation, constituerait une solution intéressante pour améliorer l'isolation dans les systèmes MIMO compacts. D'autres pistes de recherche pourraient inclure la reconfiguration de polarisation, la reconfiguration du diagramme de rayonnement, ou encore la combinaison de plusieurs mécanismes de reconfigurabilité pour répondre aux exigences des futurs réseaux 5G et au-delà.

En conclusion, ce travail a permis d'acquérir des compétences dans l'utilisation des outils de simulation et des méthodes de conception d'antennes MIMO reconfigurables. Les résultats obtenus apportent une contribution à l'étude des solutions antennaires adaptées aux contraintes des systèmes 5G. Cependant, l'étude restant principalement basée sur la simulation, des validations expérimentales sont nécessaires pour affiner et confirmer les performances proposées.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CHAPITRE I

[I.1] G. Deschamps, "Microstrip microwave antennas," 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.

[I.2] R. E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 22, no. 1, pp. 74–78, Jan. 1974. DOI: 10.1109/TAP.1974.1140723

[I.3] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2016. ISBN: 9781118642061.

[I.4] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl et A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook. Norwood, MA: Artech House, 2001. ISBN: 9780890065136.

[I.5] J. T. Bernhard, Reconfigurable Antennas. San Rafael, CA: Morgan & Claypool, 2007. ISBN: 9781598291612.

[I.6] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," Proc. IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 79–91, Jan. 1992. DOI: 10.1109/5.119568

[I.7] W. F. Richards, Y. T. Lo et D. D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 29, no. 1, pp. 38–46, 1981.

[I.8] R. Garg et al., Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House, 2001. Chapitre 2.

[I.9] C. A. Balanis, Antenna Theory, 4th ed. Wiley, 2016. Chapitre 14.

[I.10] A. Princy, G. Sharma, and A. K. Agarwal, « Performance Improvement of Micro Strip Patch Antenna Incorporation of Meta Material Structure, ». International Journal of Innovative Research in Electronics and Communication, vol. 1, no. 3, pp. 31-37, Jun. 2014.

[I.11] PCBWay « Introduction to Printable PCB Antenna – Microstrip Antenna - PCB Design & Layout ». 2021-10-15. https://www.pcbway.com/blog/PCB_Design_Layout/Introduction_to_Printable_PCB_Antenna___Microstrip_Antenna.html

[I.12] S. Feng, M.P.Jin. « Broad-Band Cavity-backed and Probe-Fed Microstrip Phased Array Antenna in X-Band », in Proc. 2017 IEEE International Symposium on

Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017, pp.511-512.

[I.13] A. S. B. Mohammed, S. Kamal, M. F. Ain, Z. A. Ahmed, U. Ullah, M. Othman, R. Hussin, and M. F. A. Rahman, «Microstrip Patch Antenna: A Review and the Current State of the Art, » Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems, vol. 11, no.07-Special Issue, 2019.

[I.14] W. Menzel and W. Grabherr, ªA microstrip patch antenna with coplanar feed line, º IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 1, pp. 340±342, Nov. 1991.

[I.15] S. M. Deng, M. D. Wu, and P. Hsu, ªAnalysis of coplanar waveguide fed microstrip antennas, º IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 43, pp. 734±737, July 1995.

[I.16] G. Forma and J. M. Laheurte, ªCPW-fed oscillating microstrip antennas, º Electron. Lett., vol. 32, no. 2, pp. 85±86, Jan. 1996.

[I.17] M. J. Ammann and Z. N. Chen, "Wideband monopole antennas for multi-band wireless systems," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 45, no. 2, Apr. 2003.

[I.18] Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, and M. J. Ammann, "Optimisation and comparison of broadband monopoles," IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 150, no. 6, Dec. 2003.

[I.19] « Design and Development of Printed Dipole Antenna for Airborne Application, » Scribd, [online]. Available: https://www.scribd.com/document/291972595/Printed-Dipole-Antenna.

[I.20] K. L. Wong, Planar Antennas for Wireless Communications. Wiley-Interscience, 2003. ISBN: 9780471266846.

[I.21] Z. D. Liu, P. S. Hall et D. Wake, "Dual-frequency planar inverted-F antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 45, no. 10, pp. 1451–1458, Oct. 1997.

[I.22] C. A. Balanis, Antenna Theory, 4th ed. Wiley, 2016. Chapitres 14–16.

[I.23] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th ed. Wiley, 2011. Chapitre 7. ISBN: 9780470631553.

[I.24] P. Hammer, D. Van Bouchaute, D. Verschraeven et A. Van de Capelle, "A model for calculating the radiation field of microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 27, no. 2, pp. 267–270, 1979.

[I.25] D. M. Pozar, "A microstrip antenna aperture coupled to a microstrip line," Electron. Lett., vol. 21, no. 2, pp. 49–50, Jan. 1985. DOI: 10.1049/el:19850034

[I.26] F. Croq et D. M. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 39, no. 12, pp. 1770–1776, Dec. 1991.

[I.27] K. L. Wong, Compact and Broadband Microstrip Antennas. Wiley-Interscience, 2002. ISBN: 9780471415404.

[I.28] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th ed. Wiley, 2011. Section 5.3.

[I.29] P. Vizmuller, RF Design Guide: Systems, Circuits, and Equations. Artech House, 1995. ISBN: 9780890067321.

[I.30] I. J. Bahl et P. Trivedi, "A designer's guide to microstrip line," Microwaves, vol. 16, pp. 174–182, 1977.

[I.31] Y. T. Lo, D. Solomon et W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 27, no. 2, pp. 137–145, 1979. DOI: 10.1109/TAP.1979.1142057

[I.32] C. A. Balanis, Antenna Theory, 4th ed. Wiley, 2016. Chapitres 2 et 14.

[I.33] IEEE Standard 145-2013, "IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas." IEEE, 2014. DOI: 10.1109/IEEESTD.2014.6758443

[I.34] W. L. Stutzman et G. A. Thiele, Antenna Theory and Design, 3rd ed. Wiley, 2012. ISBN: 9780470576649.

[I.35] J. D. Kraus et R. J. Marhefka, Antennas for All Applications, 3rd ed. McGraw-Hill, 2002.

[I.36] R. Garg et al., Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House, 2001. Chapitre 1.

[I.37] C. A. Balanis, Antenna Theory, 4th ed. Wiley, 2016. Section 14.1.

[I.38] N. G. Alexopoulos et D. R. Jackson, "Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 32, no. 8, pp. 807–816, 1984.

[I.39] J. T. Bernhard, Reconfigurable Antennas. Morgan & Claypool, 2007.

[I.40] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane et S. R. Erwin, "Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications," Proc. IEEE, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, 2012. DOI: 10.1109/JPROC.2012.2188249

[I.41] **A.** Grau, H. Jafarkhani et F. De Flaviis, "A Reconfigurable Multiple-Input Multiple-Output Communication System," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 7, no. 5, pp. 1719–1733, May 2008.

[I.42] D. Peroulis, K. Sarabandi et L. P. B. Katehi, "Design of Reconfigurable Slot Antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 2, pp. 645–654, Feb. 2005. DOI: 10.1109/TAP.2004.841289

[I.43] S. V. Shynu et al., "Design of compact reconfigurable dual frequency microstrip antenna using varactor diodes," Progress In Electromagnetics Research, vol. 60, pp. 197–205, 2006.

[I.44] N. Behdad et K. Sarabandi, "Dual-Band Reconfigurable Antenna with a Very Wide Tunability Range," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 2, pp. 409–416, 2006. DOI: 10.1109/TAP.2005.863412

[I.45] B. A. Cetiner et al., "Multifunctional Reconfigurable Pixels for Adaptive MIMO Systems," IEEE Commun. Mag., vol. 42, no. 12, pp. 62–71, 2004. DOI: 10.1109/MCOM.2004.1367559

[I.46] S. Zhang et al., "A pattern reconfigurable microstrip parasitic array," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 52, no. 10, pp. 2773–2776, 2004.

[I.47] R. L. Haupt, Antenna Arrays: A Computational Approach. Wiley-IEEE Press, 2010. ISBN: 9780470407585.

[I.48] L. N. Pringle et al., "A reconfigurable aperture antenna based on switched links," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 52, no. 6, pp. 1434–1445, 2004.

[I.49] W. Hu et al., "Pattern-reconfigurable and frequency-switchable antenna system," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 11, pp. 1239–1242, 2012. DOI: 10.1109/LAWP.2012.2225591

[I.50] G. M. Rebeiz, RF MEMS: Theory, Design, and Technology. Wiley-Interscience, 2003. ISBN: 9780471201694.

[I.51] I. J. Bahl, Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers. Wiley, 2009. ISBN: 9780470390330.

[I.52] Skyworks Solutions, "Application Note: PIN Diode Fundamentals," Doc. No. 200312A, 2014. https://www.skyworksinc.com

[I.53] A. Tombak et al., "Voltage-Controlled RF Filters Employing Thin-Film BST Tunable Capacitors," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 51, no. 2, pp. 462–467, 2003.

[I.54] 3GPP TR 38.900, "Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz," Release 14, 2017. https://www.3gpp.org

[I.55] W. Jiang et al., "High-Isolation Eight-Port MIMO Antenna for 5G Smartphone Applications," IEEE Access, vol. 7, pp. 34104–34112, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2893682

[I.56] M. S. Sharawi, Printed MIMO Antenna Engineering. Artech House, 2014. ISBN: 9781608075157.

[I.57] S. Chalermwisutkul et al., "A Reconfigurable Microstrip Patch Antenna for 5G Applications," IEEE Access, vol. 9, pp. 97540–97552, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3094000

[I.58] K. Nouri, A. Zarrabi et A. Rashidian, "A Compact Reconfigurable MIMO Antenna Array for 5G Mobile Terminals," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 20, no. 11, pp. 2215–2219, Nov. 2021. DOI: 10.1109/LAWP.2021.3105154

[I.59] A. G. Derneryd, "Linearly polarised microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 24, no. 6, pp. 846–851, Nov. 1976.

[I.60] L. C. Shen, S. A. Long, M. R. Allerding, and M. D. Walton, "Resonant frequency of a circular disc, printed-circuit antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 25, no. 4, pp. 595–596, 1977.

CHAPITRE II:

[II.1] G. Yue, L. Liu, Y. Zhou, and J. Zhang, "MIMO Technologies IN 5G NEW RADIO," in Proc. 2017 Workshop on Mobility in the Evolving Internet Architecture (MobiArch'17), New York, NY, USA: ACM, May 2017, pp. 1–6. DOI: 10.1145/3103535.3103543.

[II.2] D. Borges, P. Montezuma, R. Dinis, and M. Beko, "Massive MIMO Techniques for 5G and Beyond—Opportunities and Challenges," Electronics, vol. 10, no. 14, p. 1667, Jul. 2021. DOI : 10.3390/electronics10141667.

[II.3] N. Aounallah, M. Bouhafs, and A. M. A. Blal, "Communication for 5G Wireless using millimeter Waves and massive MIMO Technology," Mémoire de Master, Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication, Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie, 2020. [En ligne]. Disponible : https://dspace.univ-ouargla.dz/jspui/handle/123456789/36738.

[II.4] B. Yang, Z. Yu, J. Lan, R. Zhang, and J. Zhou, "Digital Beamforming-Based Massive MIMO Transceiver for 5G Millimeter-Wave Communications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 66, no. 7, pp. 3403–3418, Jul. 2018. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2829702.

[II.5] S. Chen, S. Sun, G. Xu, S. Xin, and Y. Cai, "Beam-Space Multiplexing: Practice, Theory, and Trends, From 4G TD-LTE, 5G, to 6G and Beyond," IEEE Wireless Commun., vol. 27, no. 2, pp. 162–172, Apr. 2020. DOI: 10.1109/MWC.001.1900307.

[II.6] N. Sikarwar and K. Gupta, "A Survey on VLC Based Massive MIMO-OFDM for 5G Networks," in Int. Conf. on Communication and Intelligent Systems (ICCIS), 2019.

[II.7] A. Vijay, S. L. Narayanan, N. K. Basha, and S. G. K. Reddy, "Beamforming Strategies in Massive MIMO: Evolution and Optimization Techniques," in 2nd Int. Conf. on Intelligent Measurement and Inversion Algorithms (ICIMIA), 2025. DOI: 10.1109/icimia67127.2025.11200524.

[II.8] S. VanVaerenbergh, J. Vía, and I. Santamaría, "Blind Identification of SIMO Wiener Systems Based on Kernel Canonical Correlation Analysis," IEEE Trans. Signal Process., vol. 61, no. 9, pp. 2219–2230, May 2013. DOI: 10.1109/TSP.2013.2248004.

[II.9] A. Ngom, "Conception de petits réseaux d'antennes reconfigurables ou Small Cells pour le standard 5G," Thèse de doctorat, LEAT, Université Côte d'Azur, Nice, France, 2019.

[II.10] Y. Li, C. Y. D. Sim, Y. Luo, and G. Yang, "High-Isolation 3.5 GHz Eight-Antenna MIMO Array Using Balanced Open-Slot Antenna Element for 5G Smartphones," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 67, no. 6, pp. 3820–3830, Jun. 2019. DOI: 10.1109/TAP.2019.2902751.

[II.11] M. Masoudi et al., "Green Mobile Networks for 5G and Beyond," IEEE Access, vol. 7, pp. 107227–107299, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2932777.

[II.12] I. Dioum et al., "Miniature MIMO Antennas for 5G Mobile Terminals," Laboratoire d'Informatique, Réseaux et Télécommunications (LIRT), Ecole Supérieure Polytechnique, Dakar, Sénégal.

[II.13] G. Interdonato, "Cell-Free Massive MIMO: Scalability, Signal Processing and Power Control," Linköping Studies in Science and Technology, Dissertations, no. 2091, Oct. 2020. DOI: 10.3384/DISS.DIVA-167218.

[II.14] S. A. Busari, "Millimeter-wave massive MIMO for capacity-coverage optimization in 5G heterogeneous networks," Thèse de Doctorat, Instituto de Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Portugal, 2020. [En ligne]. Disponible : https://ria.ua.pt/handle/10773/29304.

[II.15] A. Al-Salihi, M. A. Arfaoui, C. Assi, and A. Ghrayeb, "Enhancing Multi-Stream Beamforming Through CQIs For 5G NR FDD Massive MIMO Communications: A Tuning-Free Scheme," arXiv preprint arXiv:2409.00716, Sep. 2024.

[II.16] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar. 1998. DOI: 10.1109/18.661517.

[II.17] J. Li and P. Stoica, "MIMO Radar with Colocated Antennas," IEEE Signal Process. Mag., vol. 24, no. 5, pp. 106–114, Sep. 2007. DOI: 10.1109/MSP.2007.904812.

[II.18] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, "MIMO Wireless Communications," Cambridge University Press, 2007. ISBN: 978-0-521-87328-4.

[II.19] D. Tse and P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge University Press, 2005.

[II.20] A. Khan and R. Vesilo, "A Tutorial on SISO and MIMO Channel Capacities," Department of Electronics, Macquarie University, Sydney, Australia, Tech. Rep., 2009.

[II.21] Keysight Technologies, "OFDM Basic Principles Overview," accessed Apr. 18, 2026. [Online]. Available:

https://helpfiles.keysight.com/csg/89600B/Webhelp/Subsystems/wlan-ofdm/content/ofdm_basicprinciplesoverview.htm

[II.22] R. Lladó Clementin Grove, "MIMO Radar Systems and Algorithms: Imperfections and Calibration," PhD dissertation, Technical University of Denmark, Kongens Lyngby, Denmark, Apr. 2022

CHAPITRE III:

[III.1] F. Arshad, A. Ahmad, Y. Amin, M. A. B. Abbasi, and D. Y. Choi, "MIMO antenna array with the capability of dual polarisation reconfiguration for 5G mm-wave communication," Jul. 2024, Doi: 10.60692/a2aw9-j9954.

[III.2] A. A. Jabber and G. A. Shadeed, "Design and analysis of two elements reconfigurable ultra-wideband MIMO antenna for wireless applications," *Nucleation and Atmospheric Aerosols*, Jan. 2023, Doi: 10.1063/5.0106044.

[III.3] G. Singh, A. Abrol, B. K. Kanaujia, V. K. Pandey, M. Marey, and H. Mostafa, "Frequency reconfigurable quad-element MIMO antenna with improved isolation for 5G systems," *Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 796–810, Feb. 2023, Doi: 10.3390/electronics12040796.

[III.4] A. A. Jabber and R. H. Thaher, "Multiband reconfigurable MIMO antenna for wireless applications," in *Proc. 2nd Int. Eng. Conf. (IEC)*, Tikrit, Iraq, Feb. 2020, Doi: 10.1109/IEC49899.2020.9122919.

[III.5] S. Garikipati, G. Tangirala, M. K. C. Durbhakula, and V. K. Sharma, "Reconfigurable grounds MIMO antenna with PIN diodes for 5G NR n3/n1/n40/n41/n77/n79 to X-bands," *International Journal of Electronics*, pp. 1–23, Jun. 2023, Doi: 10.1080/00207217.2023.2224079.

[III.6] T. A. Elwi et al., "On the performance of a photonic reconfigurable electromagnetic band gap antenna array for 5G applications," *IEEE Access*, 2024, Doi: 10.1109/ACCESS.2024.3392368.

[III.7] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016.

[III.8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2011.

[III.9] I. J. Bahl and P. Trivedi, “A designer’s guide to microstrip line,” *Microwaves*, vol. 16, no. 5, pp. 174–182, 1977.

[III.10] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2001.

[III.11] CST MWS Technical Specification — stepelectronicsindia.com