

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –  
Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

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

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Réseaux et Télécommunications

**Par** : MERABET Abderrahmane et MERZOUGUI Sohaïb Mohammed El-Amine

**Sujet** :

*Etude et conception d'un système d'antennes avec diversité dans la bande sub 6GHZ pour les applications sans fils 5G*

Soutenu publiquement en juin 2022, devant le jury composé de :

Mr IRID .M.H	MCA	Université de Tlemcen	Président
Mme BENOSMAN .H	MCA	Université de Tlemcen	Examinatrice
Mme GOURARI .F.Z	MCB	Université de Tlemcen	Encadrante
Mr MOSBAH .A	Directeur de recherche	Université de Tlemcen	Co-Encadrant

Année universitaire : 2021 / 2022

# *Remerciement*

*Nous tenons avant tout à remercier **Allah** tout puissant de nous avoir donné la force et la volonté pour achever ce modeste travail.*

*C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que je remercie mon encadrante, qui sans elle, ce projet de fin d'étude n'aurait pas été possible. Il s'agit particulièrement de « **MM. GOURARI FATIMA ZOHRA** » pour ses conseils Avérés, ses efforts et son écoute particulière.*

*Nous n'oublions pas de remercier « **Mr. MOSBAH ABDELKADER** » pour leur aide, nous vous en sommes reconnaissants.*

*Nous tenons à exprimer notre gratitude et nos remerciements au membre de jury. « **Mr IRID MOHAMED HADJ** » et « **Mm BENOSMAN HAYAT** »  
Veuillez accepter dans ce travail notre sincère respect et notre profonde reconnaissance.*

*Enfin je tiens à adresser un remerciement à ma très chère famille et aussi à mes enseignants du département de Télécommunications qui ont été toujours présents pour nous encourager et nous soutenir.*

## *Merci à tous*

# *Dédicace*

*À mon père (MERZOUGUI DJAMEL)*

*Vous avez toujours été mon école de patience, de confiance et surtout d'espoir et d'amour. Vous êtes et vous resterez pour moi ma référence, la lumière qui illumine mon chemin. Ce travail est le résultat de l'esprit de sacrifice dont vous avez fait preuve, de l'encouragement et le soutien que vous ne cessez de manifester, j'espère que vous y trouverez les fruits de votre semence et le témoignage de ma grande fierté de vous avoir comme père. Merci pour ta présence et ton soutien et que dieu te garde.*

*À la meilleure des mères (Y.NAZIHA)*

*Quoi que je fasse ou quoi je dise, je ne saurai point de remercier comme il le doit, ta présence à mes coté, ton effort, ton affection, ta bienveillance me guide tu as été toujours ma source de force. Tu n'as cessé de me soutenir et de m'encourager durant mon parcours d'études, en ce jour merveilleux et mémorable je te dédie ce travail en signe de reconnaissance et de remerciement. Je prier Dieu Tout Puissant de te donner la santé, et te garder une place en paradis et de te protège de tout mal.*

*À mes frères ABDELILLAÏH, FOUAD qui n'ont jamais cessé de m'apporter leur contribution morale.*

*À mon cher proche REDA qui je considère comme un troisième frère.*

*À une personne qui compte beaucoup pour moi B.Ouissem.*

*À toute ma famille.*

*À mon binôme ABDERRAHMANE par sa présence et son soutien durant ce long travail.*

*À tous mes amis.*

*Et enfin à tous ceux que j'aime et dont j'ai manqué de mentionner leurs noms à ce travail qui vous est dédié.*

**SOHAÏB MOHAMMED EL-AMINE**

# *Dédicace*

*À mon père (MERABET MORAD ) qui a quitté le monde, mais sa mémoire n'a pas et n'a jamais fait et ne me quittera pas Je dédie très chaleureusement ce mémoire.*

*À la meilleure des mères (HAMRI NADJOUA)*

*Quoi que je fasse ou quoi je dise, je ne saurai point de remercier comme il le doit, ta présence à mes coté, ton effort, ton affection, ta bienveillance me guide tu as été toujours ma source de force. Tu n'as cessé de me soutenir et de m'encourager durant mon parcours d'études, en ce jour merveilleux et mémorable je te dédie ce travail en signe de reconnaissance et de remerciement. Je prier Dieu Tout Puissant de te donner la santé, et te garder une place en paradis et de te protège de tout mal.*

*À mes sœurs qui n'ont jamais cessé de m'apporter leur contribution morale.*

*À une personne spéciale qui ma toujours aidé pendant ce parcours Y.Namira .*

*À mes proches Mohamed, Marwa, Fethallah , Radja.*

*À toute ma famille.*

*À mon binôme SOHAÏB MOHAMMED EL-AMINE par sa présence et son soutien durant ce long travail.*

*À tous mes amis.*

*Et enfin à tous ceux que j'aime et dont j'ai manqué de mentionner leurs noms à ce travail qui vous est dédié.*

**ABDERRAHMANE**

## **Résumé :**

Avec l'avènement de la cinquième génération (5G), on parle de « tout connecté » ou Internet des objets (IOT). Il s'agit d'appareils électroniques connectés sans fil, partageant des informations avec un ordinateur, une tablette ou un smartphone et capables de percevoir, d'analyser et d'agir en fonction des contextes de l'environnement dans lequel ils se trouvent. Cette avancée rapide de la technologie sans fil moderne et surtout avec la 5G permet un grand nombre de nouvelles fonctionnalités tels qu'un débit de données accru et une transmission de haute qualité. L'un des éléments les plus importants d'un sous-système de communication sans fil est l'antenne, qui est utilisée pour l'émission et réception de signaux dans une direction et avec une puissance spécifique. Selon l'application, il existe différents défis dans la conception de l'antenne. Dans ce contexte et afin d'augmenter le débit de transmission sans augmenter la puissance du signal transmis ou la bande passante, une solution est de profiter de la diversité en utilisant plusieurs antennes en même temps en émission et en réception. C'est la technique MIMO (Multiple Inputs Multiple Outputs). Cette technique est bien connue comme l'une des technologies de base de la communication 5G.

Dans ce projet de fin d'étude nous proposons un système d'antennes à entrées multiples et sorties multiples (MIMO) avec une isolation élevée pour les systèmes de communications sans fil. Ce système d'antenne MIMO se compose de deux antennes disposées symétriquement l'une à côté de l'autre. Deux méthodes de découplage qui sont la neutralisation et la structure du plan de masse (DGS) sont appliquées pour assurer la diversité de l'antenne MIMO proposée. Ces configurations, dédiées à la couverture de la bande « Sub 6 GHz » 3,5 GHz.

**Mots clés :** Sub 6GHz, 5G, système MIMO, technique DGS.

## **Abstract :**

With the advent of the fifth generation (5G), we are talking about the "all connected" or Internet of Things (IOT). These are wirelessly connected electronic devices, sharing information with a computer, tablet or smartphone and able to perceive, analyze and act according to the contexts of the environment in which they are located. This rapid advancement of modern wireless technology and especially with 5G allows for many new features such as increased data rate and high quality transmission. One of the most important

elements of a wireless communication subsystem is the antenna, which is used to transmit and receive signals in a specific direction and with a specific power. Depending on the application, there are different challenges in the design of the antenna. In this context and in order to increase the transmission rate without increasing the transmitted signal power or bandwidth, one solution is to take advantage of the diversity by using multiple antennas at the same time in transmission and reception. This is the MIMO (Multiple Inputs Multiple Outputs) technique. This technique is well known as one of the basic technologies for 5G communication.

In this final year project we propose a multiple input multiple output (MIMO) antenna system with high isolation for wireless communication systems. This MIMO antenna system consists of two antennas arranged symmetrically next to each other. Two decoupling methods which are neutralization and ground plane structure (GPS) are applied to ensure the diversity of the proposed MIMO antenna. These configurations, dedicated to the coverage of the band "Sub 6 GHz" 3.5 GHz .

**Keywords:** Broadband antenna, 5G, MIMO system, DGS technique.

## ملخص :

مع ظهور الجيل الخامس (5G)، نتحدث عن «كل الأشياء المتصلة» أو إنترنت الأشياء (IOT). هذه أجهزة إلكترونية متصلة لاسلكياً، وتشارك المعلومات مع جهاز كمبيوتر أو جهاز لوحي أو هاتف ذكي، وقادرة على إدراك وتحليل والعمل وفقاً لسياقات البيئة التي توجد فيها. يسمح هذا التقدم السريع للتكنولوجيا اللاسلكية الحديثة وخاصة مع 5G بالكثير من الميزات الجديدة مثل زيادة إنتاجية البيانات والنقل عالي الجودة. أحد أهم عناصر النظام الفرعي للاتصالات اللاسلكية هو الهوائي، الذي يستخدم لإرسال واستقبال الإشارات في اتجاه محدد وبقوة محددة. اعتماداً على التطبيق، هناك تحديات مختلفة في تصميم الهوائي. وفي هذا السياق، ومن أجل زيادة معدل الإرسال دون زيادة قوة الإشارة المرسله أو عرض النطاق الترددي، يتمثل أحد الحلول في الاستفادة من التنوع باستخدام عدة هوائيات في نفس الوقت في الإرسال والاستقبال. هذه تقنية MIMO (المدخل المتعددة المخارج المتعددة). تُعرف هذه التقنية بأنها إحدى التقنيات الأساسية لاتصالات 5G. في مشروع نهاية الدراسة هذا، نقتح نظام هوائي متعدد المدخل والمخرج (MIMO) مع عزل عالي لأنظمة الاتصالات اللاسلكية. يتكون نظام هوائي MIMO هذا من هوائيين مرتبين بشكل متماثل بجوار بعضهما البعض. يتم تطبيق طريقتين للفصل، التحييد (DGS). هذه التكوينات، مخصصة لتغطية النطاق «Sub 6 GHz» 3.5 جيجاهرتز .

الكلمات الرئيسية: هوائي النطاق العريض، 5G، نظام MIMO، تقنية DGS.

## Table des matières

Remerciement.....	I
Dédicace .....	II
Dédicace .....	III
Résumé : .....	IV
Abstract : .....	IV
ملخص:.....	V
Table des matières .....	VI
Liste des figures : .....	VIII
Liste des tableaux : .....	X
Listes des acronymes et abréviations : .....	XI
Les symboles : .....	XIII
Introduction générale.....	1
I.1 Introduction.....	4
I.2 Historique.....	4
I.3 Réseaux cellulaires.....	7
I.3.1 Définition .....	7
I.3.2 Le concept cellulaire .....	7
I.4 La 5 ème génération.....	8
I.5 Architecture de la technologie 5g .....	9
I.6 Exigences relatives au modèle de canal.....	11
I.7 Spectre pour 5G .....	11
I.7.1 Spectre à faible bande .....	11
I.7.2 Spectre à bande moyenne .....	12
I.7.3 Le spectre de large bande .....	12
I.7.4 Spectre 5G pour une capacité accrue .....	12
I.8 Cas d'utilisation 5G : .....	13
I.9 Les défis de 5G .....	16
I.10 Exigences et indicateurs clés de performance .....	18
I.11 Conclusion .....	19
II.1 Introduction .....	21
II.2 Diagramme de rayonnement.....	21
II.2.1 Lobes du diagramme de rayonnement .....	23

II.2.2 Modèles isotopiques, directionnels et omnidirectionnels .....	26
II.2.3 Les principaux motifs .....	27
II.3 Densité de puissance de rayonnement .....	28
II.4 Intensité du rayonnement.....	30
II.5 Largeur de faisceau.....	31
II.6 Directivité .....	32
II.7 Techniques numériques .....	37
II.8 Efficacité des antennes .....	40
II.9 Conclusion .....	41
III.1 Introduction .....	43
III.2 Caractéristiques de base .....	43
III.3 Méthodes d'alimentation.....	46
III.4 PATCH CIRCULAIRE.....	47
III.5 Conception .....	48
III.6 Le gain.....	49
III.7 Facteur de qualité, largeur de bande et efficacité.....	49
III.8 Choix de l'outil de simulation.....	50
III.9 Conception de l'élément d'antenne elliptique proposé. ....	51
III.10 Conception d'un système d'antenne à deux éléments .....	52
III.12 Configuration MIMO à deux éléments avec la technique de découplage DGS.....	54
III.13 Résultats des simulations de découplage .....	55
III.13.1 Résultats des simulations des paramètres S.....	55
III.13.2 Résultats des performances de rayonnement.....	57
III.14 Étude paramétrique.....	60
III.14.1 Effet des rayons (a) et (b) du patch .....	60
III.14.2 Effet de l'épaisseur h du substrat.....	61
III.14.3 Effet de la largeur $W_f$ du microstrip.....	61
5. Conclusion.....	62



## Liste des figures :

### Chapitre 1 :

FIGURE I.1 : EVOLUTION DES STANDARDS CELLULAIRES. ....	6
FIGURE I.2 : UN RESEAU CELLULAIRE.....	8
FIGURE I.3 : ARCHITECTURE RESEAU 5G.....	9
FIGURE I.4: SESSIONS PDU ET FLUX QOS : PLAN UTILISATEUR.....	10
FIGURE I.5 : SPECTRE POUR 5G.....	13
FIGURE I.6 CAS D'UTILISATION 5G.....	16

### Chapitre 2 :

FIGURE II.1 : SYSTEME DE COORDONNEES POUR L'ANALYSE DES ANTENNES. ....	22
FIGURE II.2 : CONFIGURATION DE CHAMP NORMALISEE BIDIMENSIONNELLE (ECHELLE LINEAIRE), CONFIGURATION DE PUISSANCE LINEAIRE) ET LE DIAGRAMME DE PUISSANCE (EN DB) D'UN RESEAU LINEAIRE A 10 ELEMENTS AVEC UN ESPACEMENT DE $D = 0,25\lambda$ . ...	23
FIGURE II.3 : LOBES DE RAYONNEMENT ET LARGEURS DE FAISCEAU D'UN DIAGRAMME D'ANTENNE. (B) TRACE LINEAIRE DU DIAGRAMME DE PUISSANCE ET DE SES LOBES ET FAISCEAUX ASSOCIES. ....	24
FIGURE II.4 : DIAGRAMME DE CHAMP D'AMPLITUDE TRIDIMENSIONNEL NORMALISE( EN ECHELLE LINEAIRE) D'UNE ANTENNE RESEAU LINEAIRE A 10 ELEMENTS AVEC UN ESPACEMENT UNIFORME DE $D = 0,25\lambda$ ET UN DEPHASAGE PROGRESSIF $B = -0.6\pi$ ENTRE LES ELEMENTS. ....	25
FIGURE II.5 : DIAGRAMMES PRINCIPAUX DANS LES PLANS E ET H POUR UNE ANTENNE CORNET PYRAMIDALE. ....	26
FIGURE II.6 : DIAGRAMME D'ANTENNE OMNIDIRECTIONNEL.....	28
FIGURE II.7 : MODELES DE PUISSANCE TRIDIMENSIONNELS ET BIDIMENSIONNELS .....	32
FIGURE II.8 : MODELES TRIDIMENSIONNELS D'INTENSITE DE RAYONNEMENT.....	34
FIGURE II.9 : SCHEMAS DE DIRECTIVITE BIDIMENSIONNELS ET TRIDIMENSIONNELS D'UN DIPOLE $\lambda/2$ . ....	36
FIGURE II.10 : SCHEMA DE NUMERISATION DU MOTIF EN COORDONNEES SPHERIQUES.....	39
FIGURE II.11 : BORNES DE REFERENCE ET PERTES D'UNE ANTENNE. ....	40

### Chapitre 3 :

FIGURE III.1 : ANTENNE MICROSTRIP ET SYSTEME DE COORDONNEES. ....	45
FIGURE III.2 : FORMES REPRESENTATIVES DES ELEMENTS DE PATCHS MICROSTRIP.....	45
FIGURE III.3 : ALIMENTATIONS TYPIQUES POUR LES ANTENNES MICROBANDES. ....	46
FIGURE III.4 : CIRCUITS EQUIVALENTS POUR LES ALIMENTATIONS TYPIQUES DE LA FIGURE III.3.....	47
FIGURE III.5 : GEOMETRIE D'UNE ANTENNE PATCH CIRCULAIRE .....	48
FIGURE III.6 : LA GEOMETRIE DE L'ANTENNE PROPOSEE .....	51
FIGURE III.7 : LA GEOMETRIE DU SYSTEME MULTI-ANTENNE PROPOSE. ....	52
FIGURE III.8 : CONFIGURATION SYSTEME MULTI-ANTENNES AVEC LIGNE DE NEUTRALISATION.....	53

<b>FIGURE III.9</b> : STRUCTURE DU SYSTEME MIMO MULTI-ANTENNES AVEC DGS.....	54
<b>FIGURE III.10</b> : COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE ELLIPTIQUE EN FONCTION DE LA FREQUENCE.....	55
<b>FIGURE III.11</b> : PARAMETRES S SIMULES D'UN SYSTEME MULTI-ANTENNES SANS ISOLATION.....	56
<b>FIGURE III.12</b> : PARAMETRES S SIMULES D'UN SYSTEME MULTI-ANTENNE AVEC NEUTRALISATION.....	56
<b>FIGURE III.13</b> : PARAMETRES S SIMULES DU SYSTEME MULTI-ANTENNE AVEC DGS .....	57
<b>FIGURE III.14</b> : VARIATION DE GAIN DES SYSTEMES MULTI-ANTENNES AVEC ET SANS TECHNIQUES DE DECOUPLAGE. ....	58
<b>FIGURE III.15</b> : DIRECTIVITE SUR 2D DE SYSTEMES MULTI-ANTENNES AVEC ET SANS NEUTRALISATION POUR $\Phi = 0^\circ$ ET $\Phi = 90^\circ$ .....	58
<b>FIGURE III.16</b> : DIRECTIVITE SUR 3D DES SYSTEMES MULTI-ANTENNES. (A) SANS NEUTRALISATION. (B) AVEC NEUTRALISATION. ....	59
<b>FIGURE III.17</b> : DIRECTIVITE SUR 2D DE SYSTEMES MULTI-ANTENNES AVEC ET SANS DGS POUR $\Phi = 0^\circ$ ET $\Phi = 90^\circ$ . ....	59
<b>FIGURE III.18</b> : DIRECTIVITE SUR 3D DES SYSTEMES MULTI-ANTENNES. (A) SANS DGS. (B) AVEC DGS. ....	60
<b>FIGURE III.19</b> : EFFET DES RAYONS (A) ET (B) DU PATCH .....	60
<b>FIGURE III.20</b> : EFFET DE L'EPaisseur H DU SUBSTRAT.....	61
<b>FIGURE III.21</b> : EFFET DE LA LARGEUR $W_F$ DU MICROSTRIP.....	62

**Liste des tableaux :**

**TABLEAU III.1:** DIMENSIONS DE L'ANTENNE. .... 52

## **Listes des acronymes et abréviations :**

1G : la première Génération

2G : la deuxième Génération

3G : la troisième génération

3GPP : 3rd Generation Partnership Project

4G : la Quatrième génération

5G : la cinquième génération

AN : Access Network

BS : Base Station

BW :Bandwidth

CDMA: Code Division Multiple Access

CN : Core Network

D2D :device-to-device

DGS : Structure de sol défectueuse

EDGE : Enhanced Data Rates for GSM Evolution

EGPRS : Enhanced General Packet Radio Service

EM ElectroMagnetic

FDD : Frequency -Division Duplex

FDMA : Frequency Division Multiple Access

GNB :Next Generation Node B

GPRS : General Packet Radio Service

GSM : Global System for Mobile Communications

HF : High Frequency,

HPBW :Half Power Beam Width

FNBW : First null beam width

IA :L'intelligence artificielle

IEEE : Standard Definitions of Terms for Antennas

IdO : Internet d'objet  
IoT : internet of things  
LTE : Long Term Evolution  
MIMO : Multiple Input Multiple Output  
NG-RAN : New Generation-Radio Access Network  
OFDMA : Orthogonal Frequency Division Multiple Access  
OTT :One-Trip Time  
RTT : Round-Trip Time  
PDU : Protocol Data Unit  
QoE : Quality Of user Experience  
QoS : Quality of Service  
RAN : Radio Access Network  
RTC : Réseau Téléphonique Commuté  
SDN : Software Defined Networking  
TDMA : Time Division Multiple Access  
UE : User Equipment  
VWSR : Voltage standing wave ratio  
W-CDMA :Wideband Code Division Multiple Access  
WIFI :Wireless Fidelity  
WiMAX : Worldwide Interoperability for Microwave Access  
WB :Wide band

## Les symboles :

A : Potentiel de vecteur magnétique

B : Densité du champ magnétique (T, Wb / m<sup>2</sup>)

E : Intensité du champ électrique (V/m)

D : Densité de flux électrique (C/m<sup>2</sup>)

D ( $\theta, \phi$ ): Directivité

da : surface infinitésimale de la surface fermée (m<sup>2</sup>)

$e_0$  : rendement total

$e_r$  : efficacité de la réflexion

$e_c$  : efficacité de conduction

$e_d$  : efficacité diélectrique

f : La fréquence;  $f_R$  pour la fréquence de résonance

G ( $\theta, \phi$ ) : Gain dans une direction donnée ; G pour un gain maximum

J : Densité de courant électrique (A / m<sup>2</sup>)

$\hat{n}$  = : unité de vecteur normale à la surface

P = puissance totale instantanée (W) ;  $P_{rad}$  : puissance rayonnée totale (W)

$(Prad)\theta$  : puissance rayonnée dans toutes les directions contenues dans le composant de champ  $\theta$  ;  $P_{av}$  : pour la densité de puissance moyenne ou le vecteur de Poynting (V / m)

$\rho$  : Densité de charge (C / m<sup>3</sup>)

$Q_t$  : facteur de qualité totale

$Q_{rad}$  : facteur de qualité dû aux pertes par rayonnement (ondes spatiales)

$Q_c$  : facteur de qualité dû aux pertes par conduction (ohmique)

$Q_d$  : facteur de qualité dû aux pertes diélectriques

$Q_{sw}$  : facteur de qualité dû aux ondes de surface

$\Gamma$  : coefficient de réflexion de la tension aux bornes d'entrée de l'antenne

U : intensité du rayonnement (angle solide W/unité)

$U_{max}$  : intensité de rayonnement maximale (angle solide W/unité)

$U_0$  : intensité de rayonnement de la source isotrope (angle solide W/unité)

$U_\theta =$  :tension de radiationine

$.U_\phi$  : tension de radiationine

$\mathcal{W}$  : vecteur de Poynting instantané (W/m<sup>2</sup>)

$Z_0$  : Impédance caractéristique de la ligne de transmission

$\mu$  : Perméabilité magnétique (H / m)

$\epsilon$  : Permittivité électrique (E / m);  $\epsilon_r$ ; pour la permittivité dans l'espace libre  $\epsilon_0$

$\omega$  : Vitesse angulaire

$\gamma$  : la constante de propagation

$\alpha$  : Constante d'atténuation (Np / m)

$\beta$  : Constante de phase (rad / s)

$\sigma$  : Conductivité électrique

La 5<sup>ème</sup> génération de réseaux mobiles sans fil a été conçue pour répondre aux exigences difficiles des systèmes et des services des applications existantes et émergentes en 2020 et au-delà. La 5G est un écosystème connecté rapide, sûr et fiable comprenant des humains et des machines, qui permettent une mobilité sans faille, une connectivité efficace, une densité de connexion accrue, une productivité accrue industrielle, l'automatisation et la durabilité. Les futures sociétés connectées se caractérisent par la croissance significative de la connectivité et de la densité du trafic, la densification des réseaux et le large éventail de nouveaux cas d'utilisation et d'applications. Par conséquent, il est nécessaire de repousser sans cesse les limites de performance des systèmes sans fil afin de satisfaire les demandes d'une plus grande capacité de réseau, d'un débit plus élevé pour l'utilisateur, d'une utilisation plus efficace du spectre, de bandes passantes plus larges, d'une latence plus faible, d'une consommation d'énergie plus faible, d'une plus grande fiabilité, d'une densité de connexion accrue et d'une plus grande mobilité grâce à des architectures de réseau virtualisées et définies par logiciel. Tout en élargissant l'enveloppe des performances des réseaux mobiles, la 5G offre une flexibilité et une configurabilité intrinsèques permettant d'optimiser l'utilisation et les services du réseau, en tenant compte d'un large éventail de cas d'utilisation et de modèles économiques.

Les exigences croissantes qui accompagnent le développement continu de la technologie nécessitent l'augmentation des paramètres de performance qui a été données par le MIMO. Ou le MIMO est devenu l'une des techniques les plus enracinées en raison de ses grands avantages qui se sont manifestés au cours de son développement, il est une technologie d'antenne pour les communications sans fil dans laquelle plusieurs antennes sont utilisées à la fois à la source (émetteur) et à la destination (récepteur). MIMO continue de se moderniser et de croître grâce à son utilisation dans de nouvelles applications massives, alors que l'industrie du sans-fil s'efforce d'accueillir plus d'antennes, de réseaux et d'appareils. L'un des exemples les plus marquants est le déploiement de la technologie 5G. Ces systèmes MIMO 5G utilisent de nombreuses petites antennes pour augmenter la bande passante des utilisateurs et supporter plus d'utilisateurs par antenne.

Dans Le premier chapitre on donne une vue général sur le développement des réseaux mobiles et les caractéristiques de la 5G et son fonctionnement.



## *Introduction générale*

Le deuxième chapitre est consacré pour décrire les différents paramètres qui influent sur les performances d'une antenne.

Le troisième chapitre a pour objectif de concevoir et de simuler un système d'antenne MIMO avec une isolation élevée pour les applications sans fil dans les appareils connectés 5G.

*Chapitre I*

*La technologie 5G*

## I.1 Introduction

Depuis les années 1990, les pays du monde entier ont déployé trois générations de réseaux de communication radio mobile. Ces réseaux connectent des milliards de clients et fournissent des services de communication mobile. Les communications radio mobiles sont devenues omniprésentes dans le monde entier. Les gens s'habituent à cette technologie grâce aux téléphones portables commerciaux. L'infrastructure du réseau mobile qui permet les communications est devenue une partie normale de l'environnement urbain dans lequel les gens vivent. La radio mobile a de nombreuses autres applications qui sont essentielles dans le monde moderne pour la navigation, le transport,

Les communications machine à machine (M2M), la robotique, les services d'urgence et l'application de la loi, la radiodiffusion, l'exploration spatiale, l'armée, etc.

En fait, la radio mobile fait partie d'une définition plus large de la technologie sans fil, qui inclut bien sûr les réseaux locaux sans fil (Wi-Fi) avec un accès fixe et nomade.

Ce chapitre présentera la 5G, en commençant par un bref Histoire du développement du téléphone mobile, principe expliqué Avant la découverte de son architecture réseau, le fonctionnement de cette nouvelle technologie, son Domaines d'utilisation et leurs utilisations.

## I.2 Historique

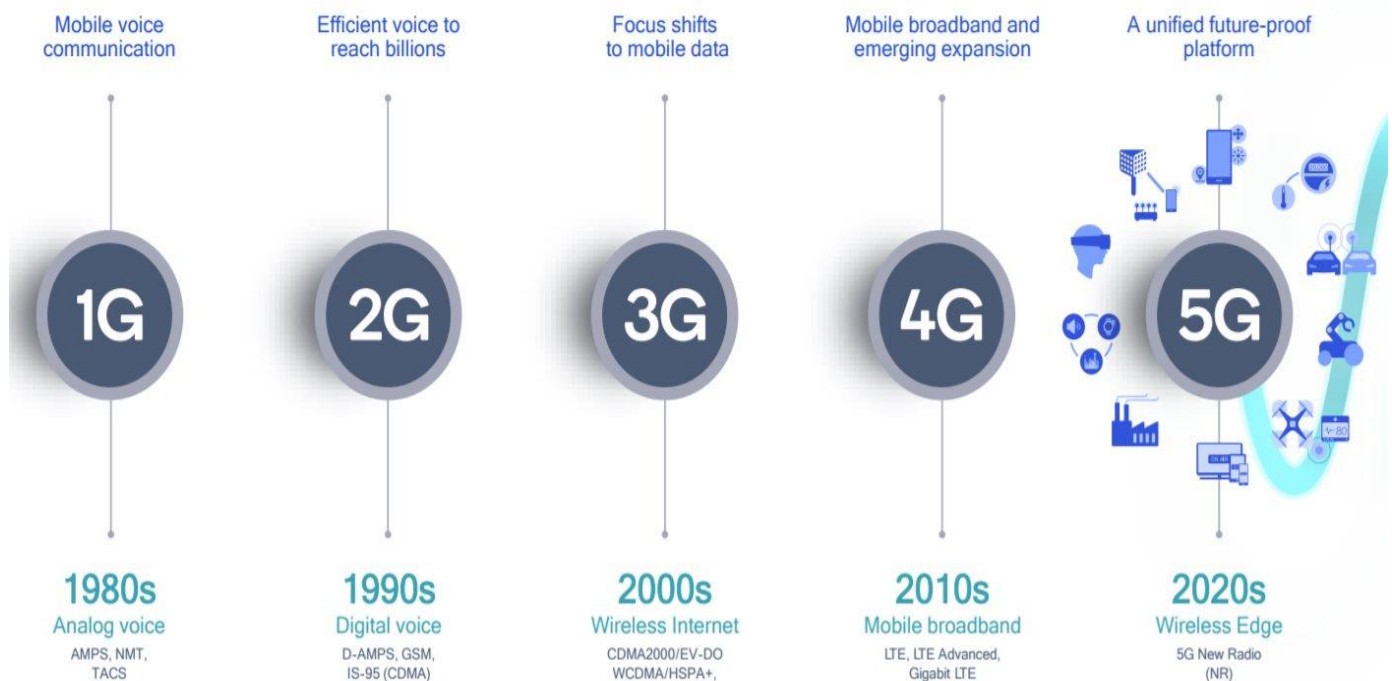
- **Avant 1G (<1983)** : Toutes les communications sans fil étaient centrées sur la voix et utilisaient des systèmes analogiques avec une modulation à bande latérale unique (BLU).
- **1G (1983-)** : Toutes les communications sans fil étaient centrées sur la voix. En 1966, Bell Labs avaient pris la décision d'adopter des systèmes analogiques pour un système mobile à haute capacité, car à l'époque les systèmes radio numériques étaient très coûteux à fabriquer. Le choix s'est porté sur un système analogique avec des radios FM. En 1983, le système cellulaire américain a été baptisé AMPS (Advanced Mobile Phone Service). L'AMPS était appelé 1G à l'époque.
- **2G (1990-)** : Durant cette période, toutes les communications sans fil étaient centrées sur la voix. Le GSM européen et le IS-54 nord-américain étaient des

systèmes numériques utilisant le multiplexage TDMA. AT&T ayant été cédé en 1980, aucun institut de recherche comme Bell Labs n'a pu développer un système 2G exceptionnel comme il l'avait fait pour le système 1G en Amérique du Nord. Le système IS-54 n'était pas un système souhaitable et a été abandonné. Ensuite, le GSM a été appelé 2G au moment où la 3G a été définie par l'UIT en 1997. Ainsi, on peut dire que passer de la 1G à la 2G signifie migrer du système analogique au système numérique [1].

- **2.5G (1995-)** : Toutes les communications sans fil sont principalement destinées à la voix à haute capacité avec un service de données limité. Le système CDMA (accès multiple par répartition en code) utilisant une bande passante de 1,25 MHz a été adopté aux États-Unis. Dans le même temps, les pays européens ont amélioré le GSM pour en faire des systèmes GPRS et EDGE.
- **3G (1999-)** : Dans cette génération, la plate-forme de communication sans fil est dotée d'une capacité de transmission de la voix et des données. La 3G est le premier système standard international publié par l'UIT, contrairement aux systèmes de la génération précédente. La 3G exploite la technologie WCDMA en utilisant une largeur de bande de 5 MHz. Elle fonctionne à la fois en duplex par répartition en fréquence (FDD) et en mode duplex à répartition dans le temps (TDD). On peut donc dire qu'en passant des systèmes 2G aux systèmes 3G, nous avons évolué. 2G à 3G, nous sommes passés de systèmes centrés sur la voix à des systèmes centrés sur les données.
- **4G (2013-)** : La 4G est un système à haut débit de données et de voix. Il existe deux systèmes 4G. Les États-Unis ont développé le système WiMAX qui utilise le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM), issu du WiFi. L'autre est le système LTE qui a été développé après le WiMAX. La technologie du LTE et celle du WiMAX sont très similaires. La bande passante des deux systèmes est de 20 MHz. Les principaux opérateurs cellulaires sont favorables au LTE, et la plupart des pays du monde ont déjà commencé à délivrer des licences pour la 4G en utilisant les systèmes LTE actuellement développés. Le coût de l'octroi de licences par le biais d'enchères est très élevé. Ainsi, nous pourrions dire

que la migration de la 3G vers la 4G signifie un passage de faibles débits de données pour Internet à des débits de données à haut débit pour la vidéo mobile[1].

- **5G (2021-)** : la 5G doit encore être définie officiellement par les organismes de normalisation. Il s'agira d'un système de données à très haute capacité et à très haut débit, avec de nouvelles exigences de conception adaptées aux systèmes économes en énergie et à la réduction des dépenses opérationnelles des opérateurs. Dans ce contexte, la 5G envisage non pas une seule technologie inventée, mais un écosystème technologique de réseaux sans fil travaillant en synergie pour fournir un moyen de communication transparent à l'utilisateur final. Ainsi, nous pouvons dire que passer de la 4G à la 5G signifie un changement de paradigme de conception, d'un système mono-disciplinaire à un système plus-disciplinaire [1].



**Figure I.1** : Evolution des standards cellulaires.

## I.3 Réseaux cellulaires

### I.3.1 Définition

Un réseau cellulaire se compose d'un ensemble de stations de base (BS) et d'un ensemble d'équipements d'utilisateur (UE). Chaque UE est connectée à l'une des stations de base, qui lui fournit des services [2].

Les réseaux cellulaires ou mobiles sont des réseaux de communication où le dernier lien est sans fil. Le réseau est réparti sur des zones terrestres appelées "cellules", chaque cellule étant desservie par au moins un émetteur-récepteur de site fixe, mais plus communément trois sites cellulaires ou sites émetteurs-récepteurs de base.

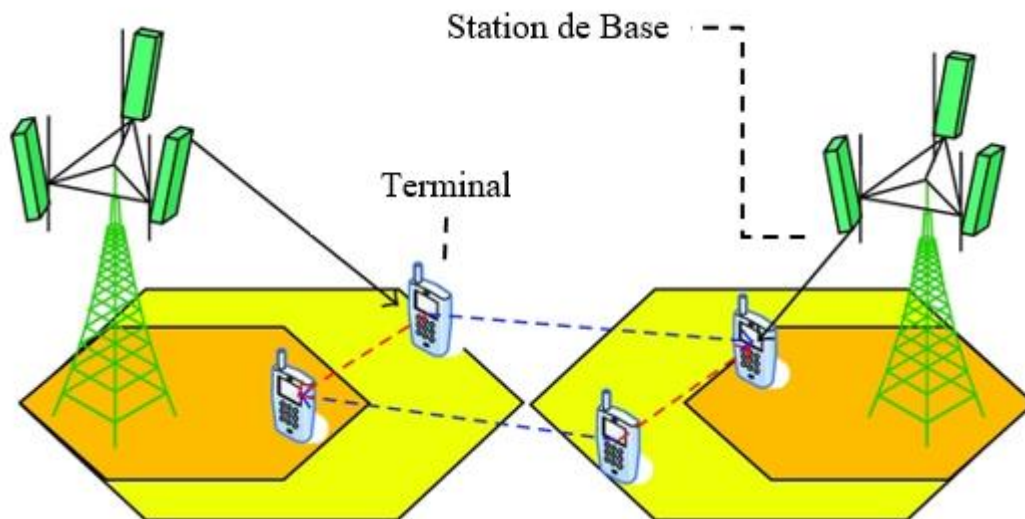
Ces stations de base fournissent une couverture réseau pour les cellules et peuvent être utilisées pour transmettre de la voix, des données et d'autres types de contenu. Une cellule utilise généralement un ensemble de fréquences différent de celui des cellules voisines pour éviter les interférences et fournir une qualité de service garantie dans chaque cellule [3].

### I.3.2 Le concept cellulaire

Les réseaux de première génération possédaient des cellules de grande taille (50 [km] de rayon) au centre desquelles se situait une station de base (antenne d'émission). Au tout début, ce système allouait une bande de fréquences de manière statique à chaque utilisateur qui se trouvait dans la cellule qu'il en ait besoin ou non. Ce système ne permettait donc de fournir un service qu'à un nombre d'utilisateurs égal au nombre de bandes de fréquences disponibles. La première amélioration consista à allouer un canal à un utilisateur uniquement à partir du moment où celui-ci en avait besoin permettant ainsi d'augmenter statistiquement le nombre d'abonnés, étant entendu que tout le monde ne téléphone pas en même temps. Mais ce système nécessitait toujours des stations mobiles de puissance d'émission importante et donc des appareils mobiles de taille et de poids conséquents.

De plus, afin d'éviter les interférences, deux cellules adjacentes ne peuvent pas utiliser les mêmes fréquences. Cette organisation du réseau utilise donc le spectre fréquentiel d'une manière sous-optimale. Le principe de ce système est de diviser le territoire en de petites zones, appelées cellules, et de partager les fréquences radio entre celles-ci. Ainsi, chaque cellule est constituée d'une station de base (reliée au Réseau Téléphonique Commuté, RTC) à laquelle on associe un certain nombre de canaux de fréquences à bande étroite, sommairement nommées fréquences. Comme précédemment, ces fréquences ne peuvent pas être utilisées dans les cellules adjacentes afin d'éviter les interférences. Ainsi, on définit des motifs, aussi

appelés clusters, constitués de plusieurs cellules, dans lesquels chaque fréquence est utilisée une seule fois [4].



**Figure I.2 :**Un reseau cellulaire

#### **I.4 La 5<sup>ème</sup> génération**

La 5<sup>e</sup> génération de réseaux sans fil mobiles a été conçue pour répondre aux exigences complexes en matière de systèmes et de services des applications existantes et émergentes en 2020 et au-delà. La 5G est un écosystème connecté rapide, sécurisé et fiable, qui permet une mobilité fluide, une connectivité efficace, une densité de connexion accrue, une productivité industrielle accrue, l'automatisation et la durabilité. Les futures sociétés connectées sont caractérisées par la croissance significative de la connectivité et de la densité de trafic, la densification du réseau et la large gamme de nouveaux cas d'utilisation et d'applications.

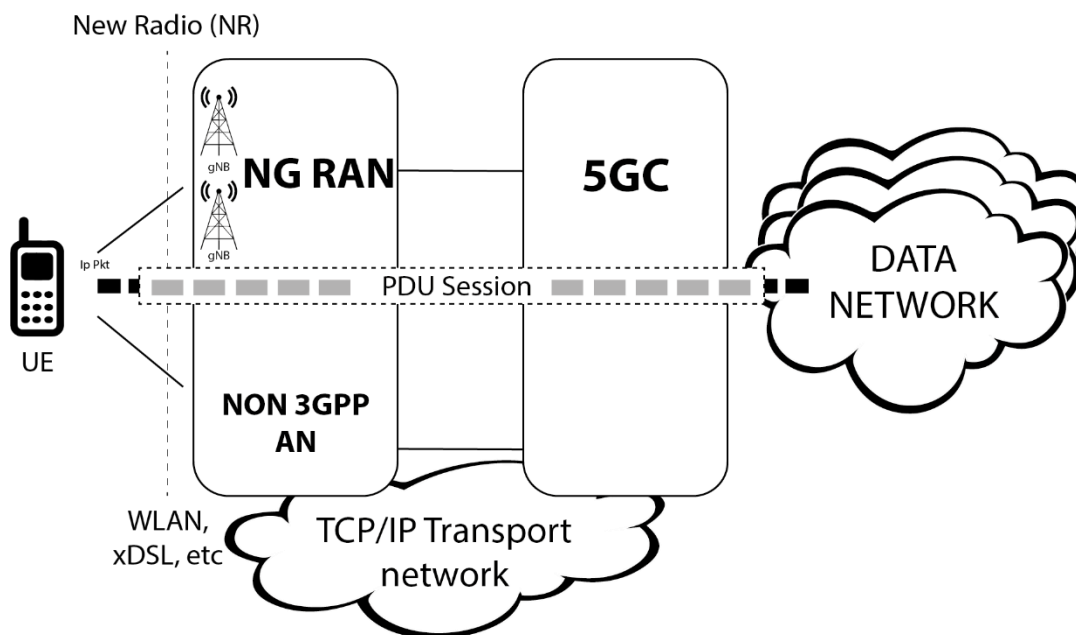
En conséquence, il y a un besoin continu de pousser l'enveloppe de performance des systèmes sans fil aux nouvelles limites afin de satisfaire les demandes pour une plus grande capacité de réseau, un plus grand utilisateur grâce à une utilisation plus efficace du spectre, des largeurs de bande plus larges, une latence plus faible, une consommation d'énergie réduite, une fiabilité accrue, une densité de connexion accrue et une mobilité accrue grâce à des architectures de réseau virtualisées et définies par logiciel (SDN). Tout en élargissant

l'enveloppe de performance des réseaux mobiles, la 5G inclut une flexibilité intrinsèque et une configurabilité pour optimiser l'utilisation et les services du réseau, en tenant compte d'un large éventail de cas d'utilisation et de modèles d'affaires.

L'architecture de réseau 5G englobe des fonctions de réseau modulaires qui peuvent être déployées, configurées et mises à l'échelle à la demande, afin de répondre à différents cas d'utilisation de manière intelligente et rentable [5].

### I.5 Architecture de la technologie 5g

Un réseau 5G est composé d'un réseau d'accès 5G (AN) et d'un réseau central 5G (5GC) [6] (fig. I.3). Le réseau d'accès lui-même est constitué d'un réseau d'accès radio de nouvelle génération (NG-RAN) qui utilise la nouvelle interface radio (NR) 5G [7], et/ou d'un réseau d'accès non 3GPP (par exemple Wifi, xDSL, etc.) connecté à un réseau central 5G. Les différentes entités de réseau sont connectées par un réseau de transport TCP/IP sous-jacent, qui prend en charge les services de qualité de service différentielle.



**Figure I.3 :** Architecture réseau 5G

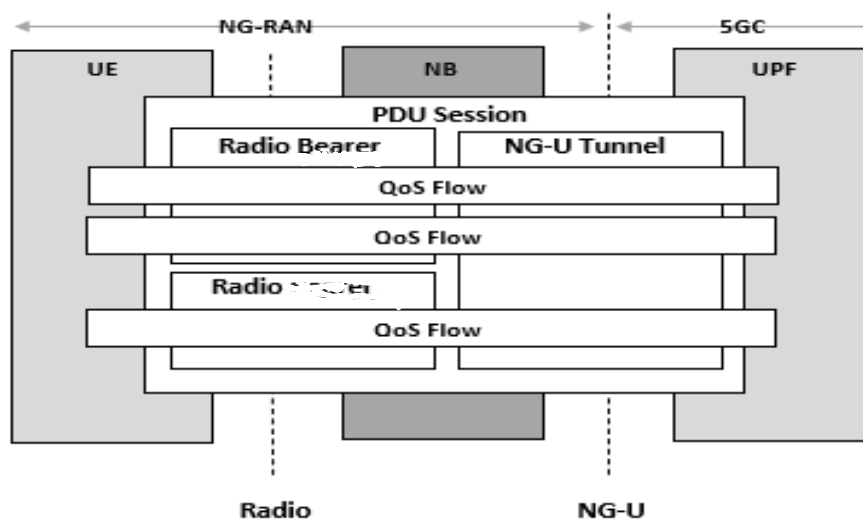
Comme les générations précédentes, un réseau 5G relie l'équipement utilisateur (UE) aux réseaux de données externes. Le service de connectivité 5G est nommé PDU Session. Du point de vue du transport, une session PDU est réalisée par une séquence de tunnels NG en



5GC, et d'un ou plusieurs émetteurs radio sur l'interface radio. Cet ensemble de "tuyaux" relie finalement l'UE à ses fonctions de contrôle et au réseau de données externe pour l'échange de trafic utilisateur (fig. I.4). Une tâche majeure du réseau mobile est d'établir et de libérer les tunnels et les porteurs de manière dynamique, de manière à suivre les mouvements et les états des utilisateurs (inactifs, connectés, etc.).

Une session PDU est très similaire à un porteur EPS en LTE, à l'exception du modèle QoS et des unités de données utilisateur prises en charge. En effet, une session PDU ne peut pas transporter seuls les paquets IP de plan utilisateur, mais aussi les trames Ethernet ou non structurées, permettant ainsi une communication de couche 2 entre les groupes d'UE. Le modèle QoS 5G est basé sur le nouveau concept de flux QoS [7], où un flux est la granularité la plus fine de la différenciation QoS. Différents flux QoS peuvent appartenir à une seule session PDU montre les répartitions entre les fonctions 5G exécutées dans le NG-RAN et dans le noyau 5G.

En termes généraux, le NG-RAN s'occupe d'établir, de maintenir et de diffuser les parties des sessions PDU qui traversent l'interface radio. Ça passe avec déficiences physiques (p. ex., décoloration, interférence, réduction de la puissance); transferts inter-GNB; et multiplexage de sessions (planification). Les fonctions 5GC gèrent les parties restantes des sessions PDU et s'occupent de tous les autres processus non liés à l'accès radio (ex : gestion de la mobilité, sécurité, attribution d'adresses IP, etc.).



**Figure I.4:** Sessions PDU et flux QoS : plan utilisateur

## I.6 Exigences relatives au modèle de canal

Les principaux défis de l'approche de modélisation consistent à prendre en compte des fréquences plus élevées et des largeurs de bande plus importantes, ainsi que des antennes réseau beaucoup plus grandes en termes de nombre d'éléments et de taille physique par rapport à la longueur d'onde. La grande largeur de bande et la taille importante des réseaux d'antennes nécessitent une résolution de modèle de canal nettement supérieure dans les domaines du retard et de l'espace. Les principales exigences du modèle de canal 5G sont présentées et examinées en détail dans les sous-sections suivantes. Ici, l'intervalle de cohérence signifie que la distance maximale dans les paramètres à grande échelle peut être considérée comme constante [11].

## I.7 Spectre pour 5G

Introduisant un nouveau niveau de flexibilité du réseau, la 5G prend en charge des vitesses de haut débit mobile nettement plus rapides et des latences plus faibles. Elle va au-delà de la satisfaction des demandes des consommateurs en permettant le potentiel de l'Internet des objets, transformant les secteurs verticaux de l'industrie.

Le succès de ces services repose sur le soutien des régulateurs nationaux à l'accès aux bons types de spectre 5G. Les variations entre les spectres à bande basse, moyenne et haute signifient que les services 5G seront différents selon les pays.

### I.7.1 Spectre à faible bande

Le spectre à faible bande désigne tout spectre inférieur à 1 GHz. Autrefois utilisée pour les émissions de télévision analogique (600MHz) et les premiers réseaux sans fil (800MHz), la bande basse permet une large couverture sur des centaines de kilomètres avec une seule tour.

En ce qui concerne la 5G, le spectre à bande basse permet aux opérateurs de fournir une large couverture, même dans les zones rurales. En outre, la vitesse et la latence du réseau seront nettement supérieures à celles de la 4G, avec des vitesses de pointe attendues autour de 300 Mbps.

Le problème avec le spectre à faible bande est que la qualité de ses performances dépendra de votre proximité avec le site cellulaire. Si vous n'êtes pas à proximité d'une tour, vous aurez du mal à atteindre des vitesses supérieures à celles fournies par les réseaux 4G.

Cependant, comme la fréquence 6000MHz peut percer les bâtiments, le spectre à bande basse est un bon point de départ pour les réseaux 5G.

### **I.7.2 Spectre à bande moyenne**

Si l'on passe au spectre de bande moyenne, on peut s'attendre à ce que la plupart des opérateurs choisissent d'ignorer la 5G à bande basse et de passer directement à la bande moyenne. Le spectre à mi-bande fait référence aux fréquences comprises entre 1 GHz et 6 GHz.

Le spectre à bande moyenne est considéré comme idéal pour la 5G, car il permet de transporter beaucoup de données sur des distances importantes. Les débits de données sont nettement supérieurs à ceux du spectre à bande basse, les vitesses devant culminer entre 600 et 900 Mbps.

Les opérateurs chinois et japonais prévoient d'utiliser le spectre 4,5GHz-5GHz pour la 5G, tandis que les opérateurs américains et canadiens prévoient d'utiliser les fréquences 2,3GHz et 2,5GHz-2,6GHz. Ces fréquences radio ont des capacités de vitesse et de distance similaires, mais seules certaines seront disponibles dans certains pays.

### **I.7.3 Le spectre de large bande**

Les ondes millimétriques à haute bande correspondent aux fréquences de 6 GHz et plus. Elles offrent des vitesses très rapides, avec des pointes estimées à 1-3Gbps pour le moment.

Malheureusement, le spectre des ondes millimétriques est limité à de courtes distances, jusqu'à un kilomètre. Il est probable qu'il ne sera déployé que dans des environnements denses qui desservent fréquemment un grand nombre de personnes. Il peut s'agir de stades de sport, de salles de concert ou de centres de congrès.

Les ondes millimétriques en bande haute sont plus sensibles aux interférences des bâtiments et des arbres que les bandes basses et moyennes. Toutefois, si vous vous trouvez à proximité de l'une des tours, vous bénéficierez de vitesses qui ne ressemblent à rien de ce que vous avez vu auparavant.

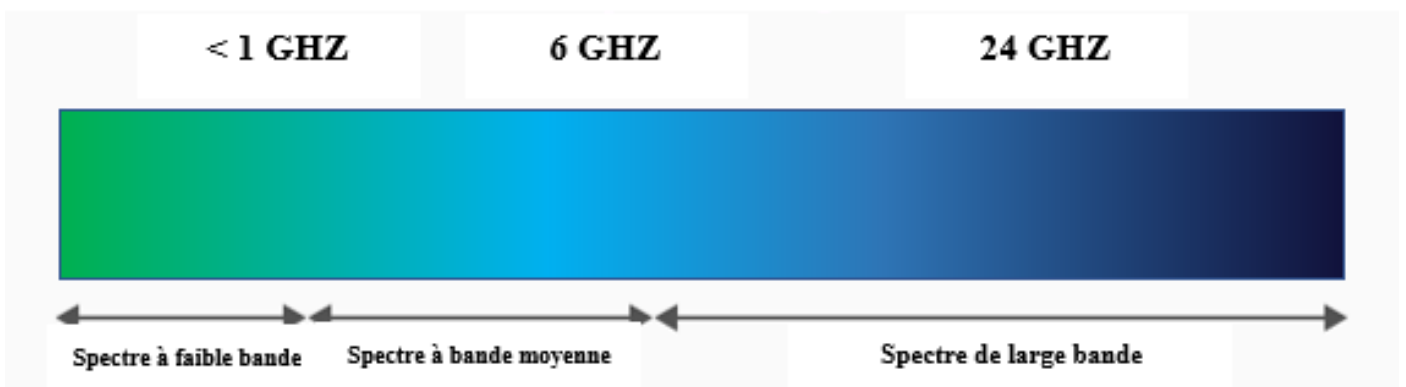
### **I.7.4 Spectre 5G pour une capacité accrue**

Il ne fait aucun doute que la 5G apportera des réseaux et des services améliorés par rapport aux générations précédentes. Avec des vitesses de téléchargement accrues, une ultra-fiabilité et une faible latence, la 5G répondra non seulement aux besoins des

consommateurs, mais transformera aussi les entreprises, entraînant la quatrième révolution industrielle.

La 5G devrait être la clé de nombreux composants du paysage en évolution, notamment l'Internet des objets, le cloud computing et l'apprentissage automatique.

Dans le monde entier, les régulateurs élaborent activement leurs plans de spectre 5G. De nouvelles bandes mobiles sont envisagées et attribuées à différents pays. Les trois rangs du spectre à basse, moyenne et haute bande sont nécessaires pour offrir une couverture et des cas d'utilisation étendus[8].



**Figure I.5 :** Spectre pour 5G

### I.8 Cas d'utilisation 5G

La cinquième génération de technologie sans fil — la 5G — représente le visage changeant de la connectivité. Conçue pour une vitesse et une capacité maximale, la 5G a le potentiel d'élargir considérablement la façon dont les données sont déplacées et de permettre un large éventail de nouvelles applications et de cas d'utilisation qui vont bien au-delà du smartphone. Alors que de vastes déploiements de la 5G sont attendus, les ingénieurs travaillent déjà dur sur les applications et les appareils qui utiliseront les avantages de la 5G. De l'évolution de l'IdO aux avancées révolutionnaires dans l'utilisation de l'IA dans le monde réel, bon nombre des avancées technologiques les plus excitantes de demain dépendront de la connectivité 5G.

Exploiter la puissance de l'IdO Lorsque le terme « Internet des objets » a été inventé en 1999, il était largement conceptuel. Deux décennies plus tard, tout, des thermostats domestiques aux capteurs de ville intelligente, dépend de la technologie IoT. Maintenant, la 5G et l'IoT sont prêts à permettre des applications qui auraient semblé impossibles il y a quelques années. La promesse de faible latence et de capacité réseau élevée de la 5G permet d'éliminer les plus grandes limitations à l'expansion IoT. Donnant aux appareils une capacité de détection et de réponse en temps quasi réel, la 5G et l'IoT sont un appariement naturel qui aura un impact sur presque tous les secteurs d'activité et les consommateurs[9].

- **Service mobile à large bande**

La mise à niveau du service mobile est l'un des impacts les plus visibles du déploiement du réseau 5G. Toutes les grandes entreprises de services sans fil des États-Unis, ainsi que de nombreux petits fournisseurs de services de communications, ont l'intention de déployer des réseaux mobiles 5G qui offriront des services semblables à la large bande, comme la vidéo en continu à haute définition sans mémoire tampon redoutée. Avec une capacité de réseau considérablement accrue, la 5G devrait également réduire les ralentissements pendant les pointes d'utilisation — par exemple, les amateurs de sport peuvent encore diffuser pendant le gros match.

- **Connectivité pour informatique de pointe**

Avec le passage aux réseaux 5G natifs du cloud, les entreprises peuvent tirer parti de la puissance de calcul stratégiquement distribuée, permettant de traiter plus de données et de les stocker au bon endroit en fonction des besoins de l'application. L'informatique de bord intelligente fonctionne à la convergence des technologies 5G à très faible latence, IoT et IA. Les appareils et les applications peuvent exploiter les ressources de l'infonuagique de pointe sans avoir à accéder à un centre de données centralisé situé à des milliers de kilomètres. À mesure que l'informatique de pointe 5G deviendra plus omniprésente, les industries seront en mesure d'accroître considérablement leur utilisation des données et d'agir sur les renseignements plus rapidement, souvent instantanément et de façon autonome.

- **Libérer l'intelligence artificielle**

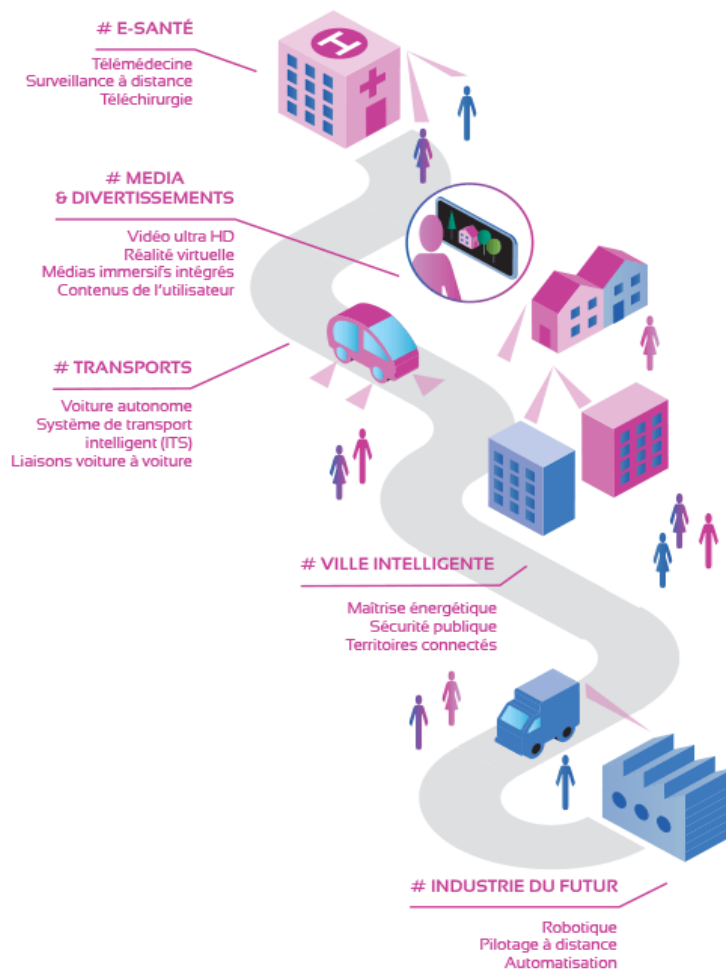
L'application de l'IA à une immense quantité de données à grande échelle sera accélérée grâce à une connectivité rapide et efficace. Par exemple, smart city AI pourrait corréler automatiquement les données des feux de signalisation et mettre en œuvre de

nouveaux modèles après l'ouverture d'un complexe d'appartements à proximité. La sécurité intelligente et la vision de la machine peuvent assurer la sécurité des installations grâce à la reconnaissance automatique des atteintes potentielles à la sécurité ou des visiteurs non autorisés. Bien que la 5G permette l'inférence de l'IA à la périphérie, elle jouera également un rôle dans la transmission des données des appareils au nuage central pour former ou améliorer les modèles d'IA. Par exemple, les données réelles sur les conditions routières recueillies par les véhicules connectés peuvent améliorer les services de cartographie en nuage. Jeux immersifs et réalité virtuelle Pour les joueurs, la 5G promet un avenir plus immersif. La diffusion en direct haute définition bénéficiera d'une forte augmentation des vitesses 5G, et grâce à une latence ultra-faible, les jeux 5G ne seront pas liés à des appareils à haute puissance de calcul. Le traitement, le stockage et la récupération peuvent être effectués dans le nuage, tandis que le jeu lui-même est affiché et contrôlé par un appareil mobile. La 5G à faible latence stimulera l'innovation majeure dans les applications de réalité virtuelle (RV), qui dépendent d'un retour d'information rapide et de délais de réponse pour offrir une expérience réaliste. Ces applications sont susceptibles d'exploser en nombre et de sophistication que les réseaux 5G et les appareils deviennent la nouvelle norme.

- **Applications industrielles**

Que leur objectif soit d'augmenter les opportunités de revenus, de réduire le coût total de possession (TCO) ou d'améliorer les expériences des clients, les entreprises d'aujourd'hui devraient tirer des avantages majeurs de la mise à niveau de la 5G.

- Soins de santé
- Commerce de détail
- Agriculture
- Fabrication
- Logistique



**Figure I.6** Cas d'utilisation 5G

## I.9 Les défis de 5G

Selon les exigences du réseau et les indicateurs techniques définis dans le livre blanc 5G, le système de réseau 5G atteindra une croissance énorme de la capacité du réseau et du nombre d'utilisateurs connectés. Entre-temps, il a présenté la nouvelle vision du réseau et les principes de conception basés sur la maintenance du réseau, l'efficacité énergétique, l'expérience utilisateur et de nombreux autres aspects. Afin d'atteindre toutes sortes d'indicateurs techniques du réseau 5G, la recherche sur la nouvelle architecture de réseau et plusieurs types de technologies candidates se poursuit intensivement. Par rapport au réseau 4G, la 5G est non seulement plus flexible dans l'architecture du réseau, mais aussi plus complexe dans le mécanisme de traitement du signal utilisé dans le système de transmission, et plus multidimensionnelle dans les indicateurs d'évaluation de la performance. Il ne fait

aucun doute que la nouvelle architecture de réseau proposée et l'émergence de divers types de technologies de transmission poseront de nouveaux défis à la normalisation de la technologie d'interface aérienne 5G, à la conception de programmes et à la simulation.

- Pour la technologie de transmission de couches physiques, le système 5G introduira une nouvelle forme d'onde et un accès multiple non orthogonal à la couche physique pour atteindre la latence du trafic nécessaire dans l'interface aérienne. Mais pour surmonter les interférences causées par la technologie de transmission non orthogonale, nous avons besoin pour introduire un récepteur non linéaire, et dans l'évaluation du rendement, nous devons tenir compte de l'effet de l'appariement des utilisateurs et des paramètres multidimensionnels qui accroître considérablement la difficulté de la simulation de la liaison de la couche physique et évaluation. Aussi afin de simuler et d'évaluer le système de nouvelle vague et accès multiple non orthogonal, nous devons également établir une méthode de cartographie de la liaison de réception non linéaire dans le système.
- Afin d'explorer davantage la liberté spatiale et d'améliorer le débit du réseau, la 5G introduira une technologie MIMO massive, qui améliorera considérablement les dimensions du signal de bande de base, et rendra l'évaluation de la simulation de liaison mille fois plus complexe. Et dans le système d'évaluation de simulation, la technologie massive MIMO et MU-MIMO augmentera considérablement le calcul complexité du brouillage. Et le stockage de données synchrones, isolées et multicanaux pose de sérieux défis à la mise en œuvre des tests.
- Le nouveau modèle de propagation du canal sera introduit sur la base de la technologie de transmission en bande haute fréquence, de la technologie D2D et de la technologie MIMO massive. D'une part, la construction d'un modèle de propagation de canal plus précis pour les technologies candidates à la 5G posera des problèmes pour les tests et vérifications correspondants. D'autre part, le nouveau modèle de canal basé sur l'expansion du modèle de canal traditionnel entraînera une augmentation des types et des dimensions des paramètres, ce qui entraînera une augmentation de la complexité de calcul et de l'espace de stockage pour la simulation de liaison et l'évaluation de la simulation de système des technologies ci-dessus.
- En ce qui concerne la technologie des réseaux sans fil, le plan de l'utilisateur et le plan de contrôle sont séparés, et les ressources du réseau sans fil sont contrôlées et optimisées de manière centralisée, ce qui entraînera une forte augmentation de l'espace



des solutions de contrôle et d'optimisation réalisables. Grâce aux ressources informatiques des unités centrales de traitement (CPU), des unités de traitement graphique (GPU) et des réseaux de portes programmables par l'utilisateur (FPGA), nous pouvons construire une plate-forme informatique hétérogène et distribuer les ressources informatiques ci-dessus pour les opérations de traitement des signaux de bande de base qui ont une plus grande complexité de calcul. Nous devons concevoir un algorithme d'ordonnement pour les ressources informatiques hétérogènes, estimer avec précision le temps consommé par le calcul hétérogène et la transmission des données d'interface, et concevoir un mécanisme de synchronisation pour les tâches informatiques afin d'utiliser pleinement les ressources informatiques hétérogènes[10].

### I.10 Exigences et indicateurs clés de performance

- **Disponibilité** : La disponibilité est définie comme le pourcentage d'utilisateurs ou de liaisons de communication pour lesquels les exigences de qualité d'expérience (QoE) sont satisfaites dans une certaine zone géographique.
- **Densité de connexion** : La densité de connexion est définie comme le nombre de dispositifs ou d'utilisateurs actifs simultanés dans la zone considérée pendant un laps de temps prédéfini, divisé par la taille de la zone.
- **Coût** : Le coût découle généralement de l'infrastructure, de l'équipement de l'utilisateur final et des licences d'utilisation du spectre. Un modèle simple pourrait être basé sur l'hypothèse que le coût total de possession pour un opérateur est proportionnel au nombre de nœuds d'infrastructure, au nombre de dispositifs d'utilisateur final et au spectre.
- **La consommation d'énergie** : La consommation d'énergie est généralement définie comme l'énergie par bit d'information (généralement pertinente dans les environnements urbains) et comme la puissance par unité de surface (souvent pertinente dans les environnements suburbains/ruraux).
- **Débit de l'utilisateur expérimenté** : Le débit de l'utilisateur expérimenté est défini comme la quantité totale de trafic de données (à l'exclusion de la signalisation de contrôle) qu'un dispositif d'utilisateur final réalise sur la couche MAC pendant un laps de temps prédéfini, divisé par ce laps de temps.
- **Latence** : Il s'agit de la latence du trafic de données sur la couche MAC de l'interface radio. Deux définitions sont pertinentes : La latence One-Trip Time (OTT) et la latence Round-Trip Time (RTT). La latence OTT est définie comme le temps qui

s'écoule entre le moment où un paquet de données est envoyé par l'émetteur et celui où il est reçu par le récepteur. Le temps de latence RTT est défini comme le temps nécessaire entre l'envoi d'un paquet de données par l'émetteur et la réception d'un accusé de réception envoyé par le récepteur.

- **Fiabilité** : La fiabilité est généralement définie comme la probabilité qu'une certaine quantité de données ait été transmise avec succès d'une extrémité de transmission à une extrémité de réception avant l'expiration d'un certain délai.
- **Sécurité** : La sécurité d'une communication donnée est très difficile à mesurer. Une façon possible de la quantifier serait de mesurer le temps qu'il faudrait à un pirate informatique habile pour accéder à l'information.
- **Densité du volume de trafic** : La densité du volume de trafic est définie comme la quantité totale de trafic échangé par tous les dispositifs de la zone considérée pendant une durée prédéfinie divisé par la taille de la zone[11].

## I.11 Conclusion

La 5G est conçue pour répondre au besoin croissant de communication plus rapide entre les individus, tout en étant capable de desservir les grands secteurs économiques de la société. Cette technologie ne cesse de changer notre monde ainsi que notre mode de vie personnel. Dans ce chapitre, nous avons passé en revue la technologie mobile 5G, ses principes, les différentes technologies utilisées et son architecture globale.

# *Chapitre II*

## *Paramètres fondamentaux des antennes*

## II.1 Introduction

Pour décrire les performances d'une antenne, il est nécessaire de définir différents paramètres. Certains de ces paramètres sont interdépendants et il n'est pas nécessaire de les spécifier tous pour obtenir une description complète des performances de l'antenne. Les définitions des paramètres seront données dans ce chapitre.

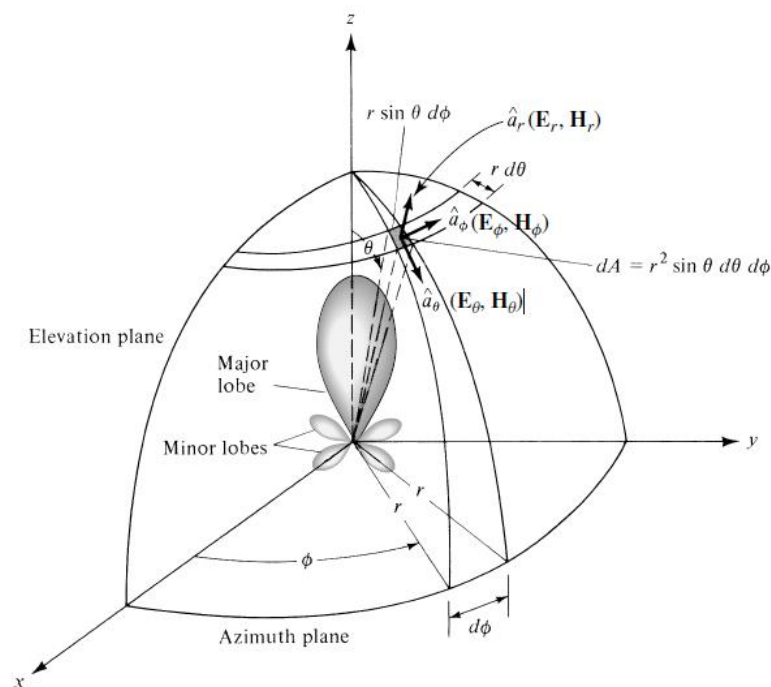
## II.2 Diagramme de rayonnement

Un diagramme de rayonnement d'antenne est défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction de coordonnées spatiales. Dans la plupart des cas, le diagramme de rayonnement est déterminé dans la région du champ lointain et représenté en fonction des coordonnées directionnelles. Les propriétés de rayonnement comprennent la densité de flux de puissance, l'intensité de rayonnement, le champ, la directivité, la phase ou la polarisation.

La propriété de rayonnement qui nous intéresse le plus est la distribution spatiale bidimensionnelle ou tridimensionnelle de l'énergie rayonnée en fonction de la position de l'observateur le long d'une trajectoire ou d'une surface de rayon constant. Un ensemble pratique de coordonnées est illustré à la figure II.1. Une trace du champ électrique (magnétique) reçu à un rayon constant est appelée diagramme de champ d'amplitude. D'autre part, un graphique de la variation spatiale de la densité de puissance le long d'un rayon constant s'appelle un modèle de puissance d'amplitude.

Souvent, les diagrammes de champ et de puissance sont normalisés par rapport à leur valeur maximale, ce qui donne des diagrammes de champ et de puissance normalisés. De même, le diagramme de puissance est généralement tracé sur une échelle logarithmique ou plus communément en décibels (dB). Cette échelle est généralement souhaitable car une échelle logarithmique peut montrer de manière plus détaillée les parties du diagramme qui ont des valeurs très faibles, que nous appellerons plus tard les lobes mineurs. Pour une antenne :

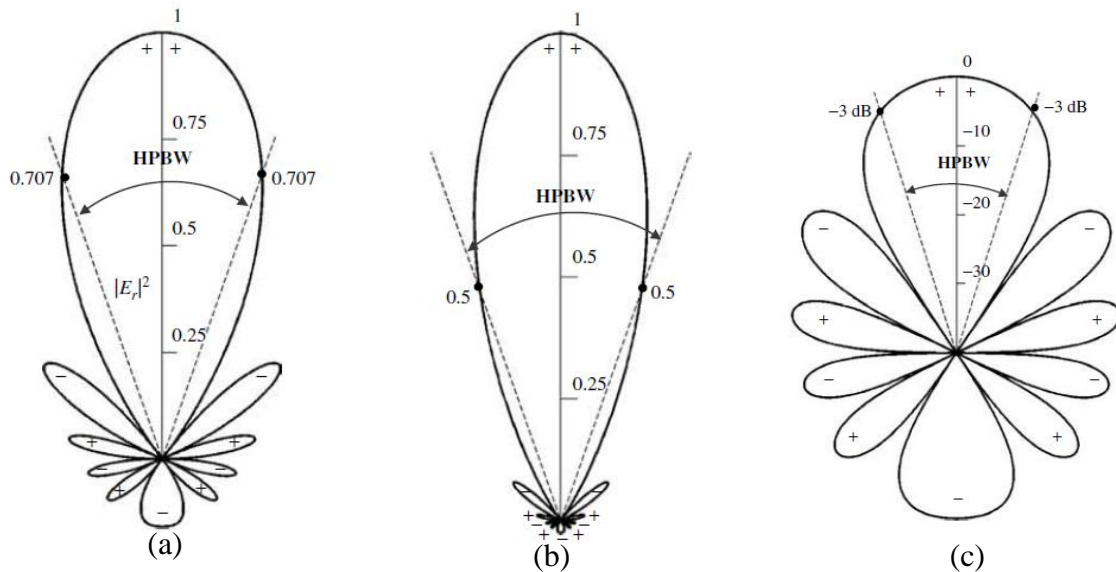
- Le diagramme de champ (en échelle linéaire) représente généralement un tracé de la magnitude du champ électrique ou magnétique en fonction de l'espace angulaire.
- Le diagramme de puissance (en échelle linéaire) représente généralement un tracé du carré de l'amplitude du champ électrique ou magnétique en fonction de l'espace angulaire.
- La courbe de puissance (en dB) représente l'amplitude du champ électrique ou magnétique, en décibels, en fonction de l'espace angulaire.



**Figure II.1 :** Système de coordonnées pour l'analyse des antennes.

Pour le démontrer, le diagramme de champ normalisé bidimensionnel (tracé en échelle linéaire), le diagramme de puissance (tracé en échelle linéaire) et le diagramme de puissance (tracé sur une échelle logarithmique en dB) d'un réseau d'antennes linéaires à 10 éléments de sources isotropes, avec un espacement de  $d = 0,25\lambda$  entre les éléments, sont illustrés à la figure II.2. Dans ce diagramme et les suivants, les signes plus (+) et moins (-) dans les lobes indiquent la polarisation relative de l'amplitude entre les différents lobes, qui change (alterne) lorsque les nules sont traversées. Pour trouver les points où le motif atteint sa demi-puissance (points à -3 dB), par rapport à la valeur maximale du motif, vous réglez la valeur du :

- Du diagramme de champ à 0,707 de sa valeur maximale, comme indiqué sur la figure II.2(a)
- Du diagramme de puissance (sur une échelle linéaire) à la valeur 0,5 de son maximum, comme le montre la figure II.2(b)
- Courbe de puissance (en dB) à la valeur -3 dB de son maximum, comme le montre la figure II.2(c).



**Figure II.2 :** Configuration de champ normalisée bidimensionnelle (échelle linéaire), configuration de puissance linéaire) et le diagramme de puissance (en dB) d'un réseau linéaire à 10 éléments avec un espacement de  $d = 0,25\lambda$ .

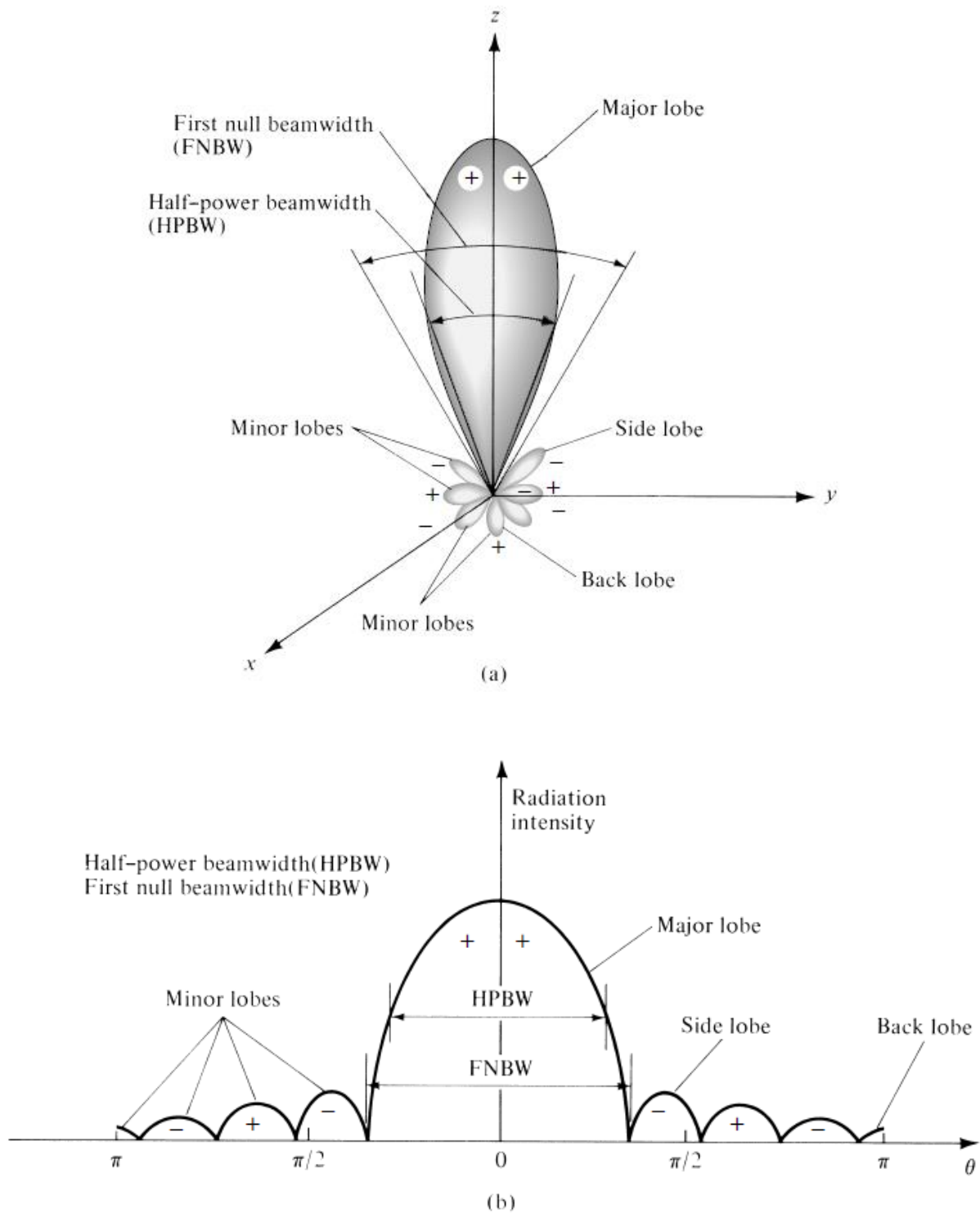
Les trois modèles donnent la même séparation angulaire entre les deux points de demi-puissance,  $38,64^\circ$ , sur leurs modèles respectifs, appelée HPBW et illustrée à la figure II.2.

Ce point est examiné en détail à la section II.5. En pratique, le motif tridimensionnel est mesuré et enregistré dans une série de motifs bidimensionnels. Cependant, pour la plupart des applications pratiques, quelques tracés du motif en fonction de  $\theta$  pour certaines valeurs particulières de  $\phi$ , plus quelques tracés en fonction de  $\phi$  pour certaines valeurs particulières de  $\theta$ , donnent la plupart des informations utiles et nécessaires.

### II.2.1 Lobes du diagramme de rayonnement

Les différentes parties d'un diagramme de rayonnement sont appelées lobes, qui peuvent être subdivisés en lobes majeurs ou principaux, mineurs, latéraux et arrière.

Un lobe de rayonnement est une partie du diagramme de rayonnement délimitée par des régions d'intensité de rayonnement relativement faible. La figure II.3 (a) montre un diagramme polaire tridimensionnel symétrique avec un certain nombre de lobes de rayonnement. Certains ont une intensité de rayonnement supérieure à d'autres, mais tous sont classés comme des lobes. La figure II.3(b) illustre un diagramme linéaire bidimensionnel [un plan de la figure II.3 (a)] où les mêmes caractéristiques du diagramme sont indiquées.



**Figure II.3** : Lobes de rayonnement et largeurs de faisceau d'un diagramme d'antenne. (b)

Tracé linéaire du diagramme de puissance et de ses lobes et faisceaux associés.

Un lobe principal (également appelé faisceau principal) est défini comme "le lobe de rayonnement contenant la direction du rayonnement maximal." Sur la figure II.3, le lobe

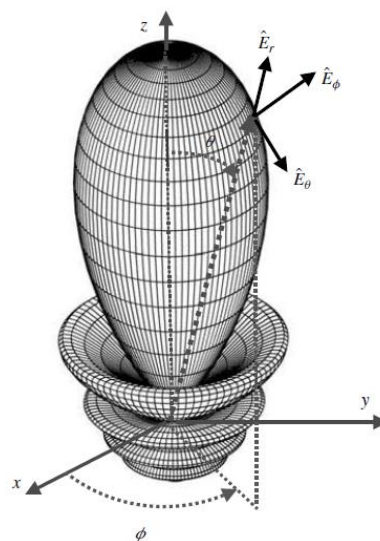
principal est orienté dans la direction  $\theta = 0$ . Dans certaines antennes, comme les antennes à faisceau divisé, il peut exister plus d'un lobe majeur. Un lobe mineur est un lobe quelconque, à l'exception d'un lobe majeur. Dans les figures II.3(a) et (b), tous les lobes à l'exception du principal peuvent être classés comme lobes mineurs.

Un lobe latéral est "un lobe de rayonnement dans toute direction autre que le lobe prévu". (Habituellement, un lobe latéral est adjacent au lobe principal et occupe l'hémisphère dans la direction du faisceau principal). Un lobe arrière est "un lobe de rayonnement dont l'axe fait un angle d'environ  $180^\circ$  par rapport au faisceau d'une antenne." Il désigne généralement un lobe mineur qui occupe l'hémisphère dans une direction opposée à celle du lobe majeur (principal)[12].

Les lobes mineurs représentent généralement un rayonnement dans des directions non souhaitées, et ils doivent être minimisés. Les lobes latéraux sont normalement les plus grands des lobes mineurs. Le niveau des lobes mineurs est généralement exprimé comme un rapport entre la densité de puissance du lobe en question et celle du lobe principal. Ce rapport est souvent appelé rapport des lobes secondaires ou niveau des lobes secondaires.

Les niveaux de lobes latéraux de  $-20$  dB ou moins ne sont généralement pas souhaitables dans la plupart des applications.

L'obtention d'un niveau de lobes latéraux inférieur à  $-30$  dB nécessite généralement une conception et une construction très soignées. Dans la plupart des systèmes radar, il est très important d'avoir un faible rapport de lobes latéraux afin de minimiser les fausses indications de cibles par les lobes latéraux.



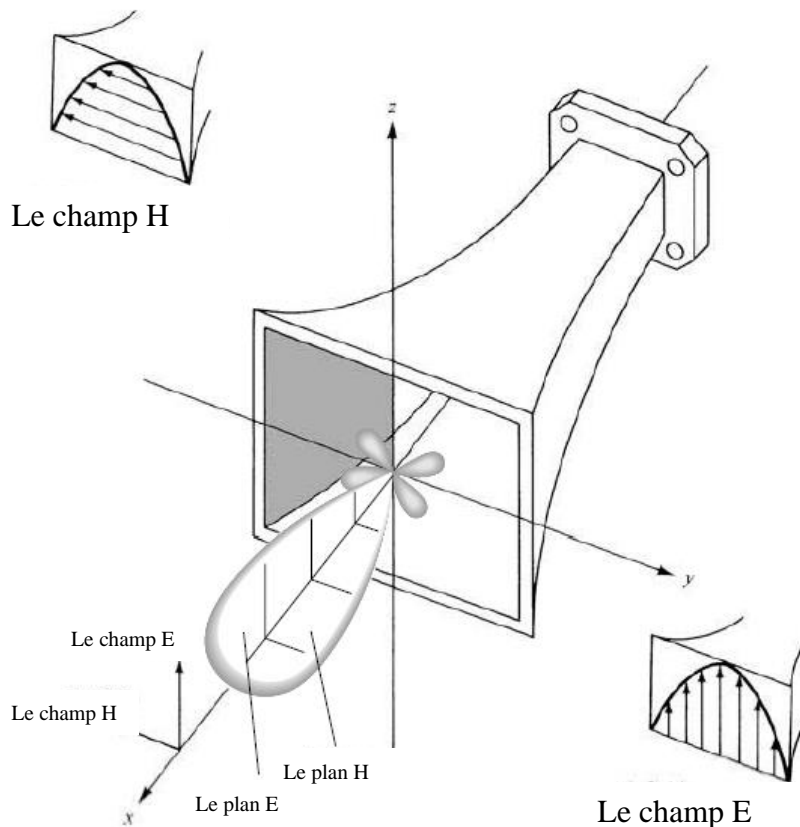
**Figure II.4 :** Diagramme de champ d'amplitude tridimensionnel normalisé( en échelle linéaire) d'une antenne réseau linéaire à 10 éléments avec un espacement uniforme de  $d = 0,25\lambda$  et un déphasage progressif  $\beta = -0.6\pi$  entre les éléments.



La figure II.4 présente un diagramme d'amplitude tridimensionnel normalisé en champ lointain, tracé sur une échelle linéaire, d'un réseau d'antennes linéaires à 10 éléments de sources isotropes avec un espacement de  $d = 0,25\lambda$  et un déphasage progressif  $\beta = -0,6\pi$ , entre les éléments. Il est évident que ce motif présente un lobe majeur, cinq lobes mineurs et un lobe arrière. Le niveau du lobe secondaire est d'environ -9 dB par rapport au maximum.. Pour le diagramme d'amplitude d'une antenne, il y aurait, en général, trois composantes du champ électrique ( $E_r, E_\theta, E_\phi$ ) à chaque point d'observation sur la surface d'une sphère de rayon constant  $r = r_c$ , comme le montre la figure II.1. Dans le champ lointain, la composante radiale  $E_r$  de toutes les antennes est nulle ou très faible par rapport à l'une ou l'autre, ou aux deux composantes du champ électrique [12].

Certaines antennes, en fonction de leur géométrie et aussi de la distance d'observation, peuvent avoir seulement une, deux ou les trois composantes. En général, la magnitude du champ électrique total serait  $|E| = \sqrt{|E_r|^2 + |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}$ . La distance radiale de la figure II.4, et d'autres similaires, représente la magnitude du champ électrique total.

## II.2.2 Modèles isotopiques, directionnels et omnidirectionnels



**Figure II.5 :** Diagrammes principaux dans les plans E et H pour une antenne cornet pyramidale.

Un radiateur isotrope est défini comme "une antenne hypothétique sans perte ayant un rayonnement égal dans toutes les directions". Bien qu'il soit idéal et non réalisable physiquement, il est souvent pris comme référence pour exprimer les propriétés directives des antennes réelles. Une antenne directionnelle est une antenne "ayant la propriété de rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques plus efficacement dans certaines directions que dans d'autres".

Ce terme est généralement appliqué à une antenne dont la directivité maximale est nettement supérieure à celle d'un dipôle demi-onde." Les figures II.5 et II.6 présentent des exemples d'antennes à diagramme de rayonnement directionnel. On constate que le diagramme de la figure II.6 est non directionnel dans le plan d'azimut [ $f(\phi)$ ,  $\theta = \pi/2$ ] et directionnel dans le plan d'élévation [ $g(\theta)$ ,  $\phi = \text{constant}$ ]. Ce type de motif est désigné comme omnidirectionnel, un dit est défini comme un motif "ayant un motif essentiellement non directionnel dans un plan donné (dans ce cas en azimut) et un motif directionnel dans tout plan orthogonal (dans ce cas en élévation)." Un motif omnidirectionnel est alors un type particulier de motif directionnel.

### II.2.3 Les principaux motifs

Pour une antenne à polarisation linéaire, les performances sont souvent décrites en fonction de ses principaux diagrammes dans les plans E et H. Le plan E est défini comme "le plan contenant le vecteur champ électrique et la direction du rayonnement maximal" et le plan H comme "le plan contenant le vecteur champ magnétique et la direction du rayonnement maximal".

Bien qu'il soit très difficile d'illustrer les principaux motifs sans considérer un exemple spécifique, il est d'usage d'orienter la plupart des antennes de façon à ce qu'au moins un des motifs du plan principal coïncide avec un des plans géométriques principaux. Une illustration est donnée à la figure II.5. Pour cet exemple, le plan x-z (plan d'élévation ;  $\phi = 0$ ) est le plan E principal et le plan x-y (plan azimutal ;  $\theta = \pi/2$ ) est le plan H principal. D'autres orientations de coordonnées peuvent être sélectionnées. Le motif omnidirectionnel de la figure II.6 possède un nombre infini de plans E principaux (plan d'élévation ;  $\phi = \phi_c$ ) et un plan H principal (plan azimutal ;  $\theta = 90^\circ$ ).

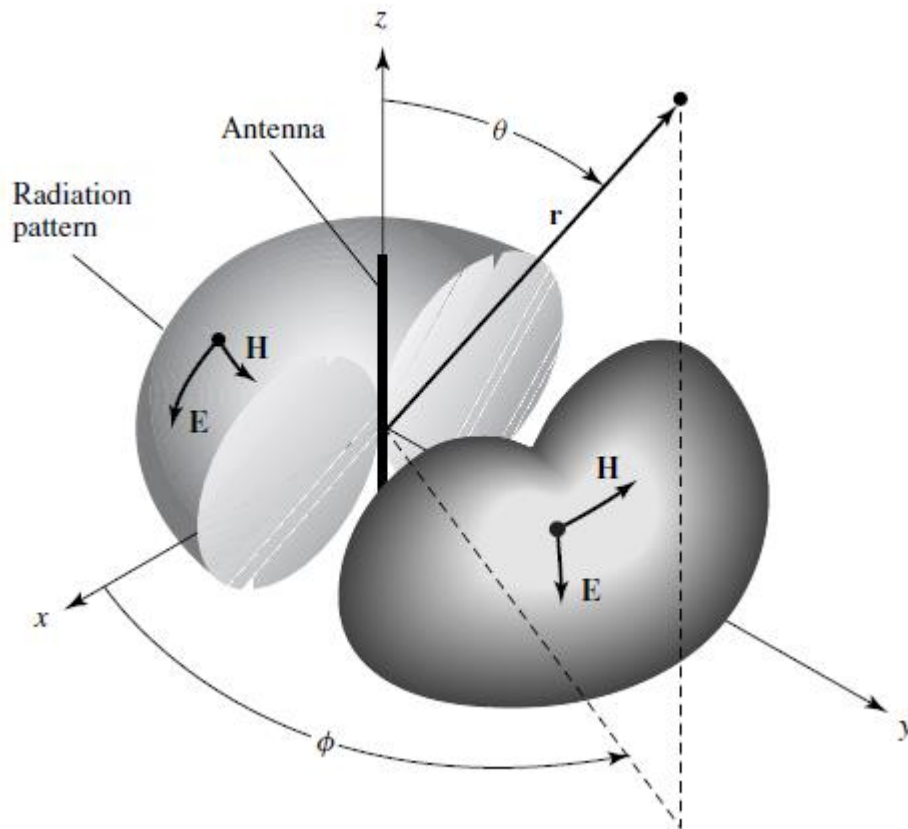


Figure II.6 : Diagramme d'antenne omnidirectionnel

### II.3 Densité de puissance de rayonnement

Les ondes électromagnétiques sont utilisées pour transporter l'information à travers un support sans fil ou une structure de guidage, d'un point à l'autre. Il est alors naturel de supposer que la puissance et l'énergie sont associées à des champs électromagnétiques. La quantité utilisée pour décrire la puissance associée à une onde électromagnétique est le vecteur poyntétique instantané défini comme

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad (2-3)$$

$\mathcal{W}$  = vecteur de Poynting instantané (W/m<sup>2</sup>)

$\mathcal{E}$  = intensité du champ électrique instantané (V/m)

$\mathcal{H}$  = intensité instantanée du champ magnétique (A/m)

Notez que les lettres de script sont utilisées pour indiquer les champs instantanés et les quantités, alors que les lettres romaines sont utilisées pour représenter leurs homologues complexes. Puisque le vecteur Poynting est une densité de puissance, la puissance totale traversant une surface fermée peut être obtenue en intégrant la composante normale du vecteur Poynting sur toute la surface. En forme d'équation [13]

$$P = \oint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathbf{W} \cdot \hat{\mathbf{n}} da \quad (2-4)$$

P = puissance totale instantanée (W)

$\hat{\mathbf{n}}$  = unité de vecteur normale à la surface

da = surface infinitésimale de la surface fermée (m<sup>2</sup>)

Pour les applications de champs variables dans le temps, il est souvent plus souhaitable de trouver la densité de puissance moyenne obtenue en intégrant le vecteur Poynting instantané sur une période et en divisant par la période. Pour les variations temporelles de la forme  $e^{j\omega t}$ , nous définissons les champs complexes E et H qui sont liés à leur instantané homologues et par [13]

$$\mathcal{E}(x, y, z; t) = \text{Re}[\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2-5)$$

$$\mathcal{H}(x, y, z; t) = \text{Re}[\mathbf{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2-6)$$

Utilisation des définitions de (2-5) et (2-6) et de l'identité  $\text{Re}[Ee^{j\omega t}] = \frac{1}{2} [Ee^{j\omega t} + Ee^{-j\omega t}]$ , (2-3) peut s'écrire comme suit :

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}e^{j2\omega t}] \quad (2-7)$$

Le premier terme de (2-7) n'est pas une fonction du temps, et les variations de temps de la seconde sont deux fois la fréquence donnée. Le vecteur de Poynting moyen dans le temps (densité de puissance moyenne) peut être écrit comme

$$\mathbf{W}_{\text{av}}(x, y, z) = [\mathcal{W}(x, y, z; t)]_{\text{av}} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (\text{W/m}^2) \quad (2-8)$$

Le facteur  $\frac{1}{2}$  apparaît en (2-7) et (2-8) parce que les champs E et H représentent valeurs de crête, et il devrait être omis pour les valeurs RMS. Une observation étroite de (2-8) peut soulever une question. Si la partie réelle de  $(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*)/2$  représente la densité de puissance moyenne (réelle). À ce stade, il sera très naturel de supposer que la partie imaginaire doit représenter la densité de puissance réactive (stockée) associée aux champs électromagnétiques. Dans le chapitre suivant, il sera montré que la densité de puissance associée aux champs électromagnétiques d'une antenne dans sa région de champ lointain est

principalement réelle et sera appelée densité de rayonnement. Sur la base de la définition de (2-8), la puissance moyenne rayonnée par une antenne (puissance rayonnée) peut être écrite [13]

$$\begin{aligned}
 P_{\text{rad}}=P_{\text{av}} &= \oint_S \mathbf{W}_{\text{rad}} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathbf{W}_{\text{av}} \cdot \hat{\mathbf{n}} da \\
 &= \frac{1}{2} \oint_S \text{Re} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} \quad (2-9)
 \end{aligned}$$

Le schéma de puissance de l’antenne, dont la définition a été discutée à la section II.2 , n’est qu’une mesure, en fonction de la direction, de la densité de puissance moyenne rayonnée par l’antenne. Les observations sont généralement faites sur une grande sphère de rayon constant s’étendant dans le champ lointain. Dans la pratique, les schémas absolus de pouvoir ne sont généralement pas souhaités. Cependant, la performance de l’antenne est mesurée en termes de gain (à discuter dans une section ultérieure) et en termes de schémas de puissance relative. Les modèles tridimensionnels ne peuvent pas être mesurés, mais ils peuvent être construits avec un certain nombre de coupes bidimensionnelles.

Un radiateur isotrope est une source idéale qui rayonne également dans toutes les directions. Bien qu’il n’existe pas en pratique, il fournit une référence isotrope pratique avec laquelle comparer d’autres antennes. En raison de son rayonnement symétrique, son vecteur Poynting ne sera pas en fonction des angles de coordonnées sphériques  $\theta$  et  $\phi$ . De plus, il n’aura qu’un composant radial. Ainsi la puissance totale rayonnée par elle est donnée par [13]

$$P_{\text{av}} = \oint_S \mathbf{W}_0 \cdot d\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\hat{\mathbf{a}}_r W_0(r)] [\hat{\mathbf{a}}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi] = 4\pi r^2 W_0 \quad (2-10)$$

et la densité de puissance par

$$\mathbf{W}_0 = \hat{\mathbf{a}}_r W_0 = \hat{\mathbf{a}}_r \left( \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi r^2} \right) \quad (\text{W/m}^2) \quad (2-11)$$

### II.4 Intensité du rayonnement

L’intensité du rayonnement dans une direction donnée est définie comme « la puissance rayonnée d’une antenne par angle solide unitaire ». L’intensité de rayonnement est un paramètre de champ lointain, et on peut l’obtenir en multipliant simplement la densité de rayonnement par le carré de la distance. Sous forme mathématique, il est exprimé comme suit [14] :

$$U = r^2 W_{\text{rad}} \quad (2-12)$$

$U$  = intensité du rayonnement (W/unité angle solide)

$W_{rad}$  = densité de rayonnement ( $W/m^2$ )

L'intensité de rayonnement est également liée au champ électrique de la zone éloignée d'une antenne, en se référant à la figure II.4, par

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2n} |\mathbf{E}(r, \theta, \phi)|^2 \approx \frac{r^2}{2n} [|\mathbf{E}_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |\mathbf{E}_\phi(r, \theta, \phi)|^2] \\ \approx \frac{1}{2n} [|\mathbf{E}_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |\mathbf{E}_\phi(r, \theta, \phi)|^2]$$

$E(r, \theta, \phi)$  = intensité du champ électrique de la zone éloignée de l'antenne

$E_\theta, E_\phi$  = composants du champ électrique de la zone éloignée de l'antenne

$\eta$  = impédance intrinsèque du milieu

Le composant du champ électrique radial ( $E_r$ ) est supposé d'être petit dans la zone éloignée. Ainsi, le schéma de puissance est également une mesure de l'intensité du rayonnement. La puissance totale est obtenue en intégrant l'intensité de rayonnement, telle que donnée par

(2-12) sur l'angle plein entier de  $4\pi$ . Ainsi

$$P_{rad} = \oint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin\theta d\theta d\phi \quad (2-13)$$

Pour la source anisotrope  $U$  sera indépendant des angles  $\theta$  et  $\phi$ , comme ce fut le cas pour  $W_{rad}$ . Ainsi (2-13) peut être écrit comme

$$P_{rad} = \oint_{\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \oint_{\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2-14)$$

ou l'intensité du rayonnement d'une source isotrope comme

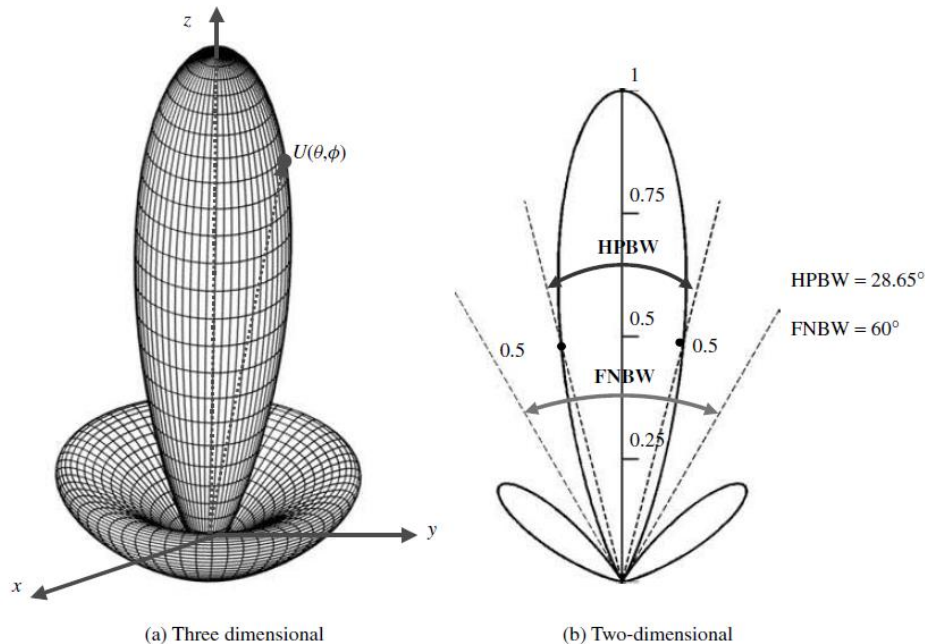
$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2-15)$$

## II.5 Largeur de faisceau

Un paramètre appelé largeur de faisceau est associé au diagramme d'une antenne. L'ouverture du faisceau d'un motif est définie comme la séparation angulaire entre deux points identiques situés de part et d'autre du maximum du motif. Dans un diagramme d'antenne, il existe un certain nombre d'ouvertures de faisceau. L'une des largeurs de faisceau les plus utilisées est la largeur de faisceau à demi-puissance (HPBW), qui est définie par l'IEEE comme suit : " Dans un plan contenant la direction du maximum d'un faisceau, l'angle entre les deux directions dans lesquelles l'intensité du rayonnement est égale à la moitié de la valeur du faisceau, cette définition est illustrée à la figure II.2 [15], [16].

Les autres largeurs de faisceau sont celles où le motif est à -10 dB du maximum, ou toute autre valeur. Cependant, dans la pratique, le terme d'ouverture de faisceau, sans autre

identification, se réfère généralement à l'HPBW. La largeur de faisceau d'une antenne est un facteur de mérite très important et est souvent utilisée comme un compromis entre elle et le niveau du lobe latéral ; c'est-à-dire que lorsque la largeur de faisceau diminue, le lobe latéral augmente et vice versa. En outre, la largeur de faisceau de l'antenne est également



**Figure II.7 :** Modèles de puissance tridimensionnels et bidimensionnels

utilisé pour décrire la capacité de résolution de l'antenne à distinguer deux sources rayonnantes ou cibles radar adjacentes. Le critère de résolution le plus courant indique que la capacité de résolution d'une antenne à distinguer deux sources est égale à la moitié de la largeur de faisceau nulle (FNBW/2), à la moitié de l'ouverture de faisceau de premier ordre (FNBW/2), qui est généralement utilisée comme approximation de l'ouverture de faisceau de demi-puissance (HPBW) [15], [16]. Autrement dit, deux sources séparées par des distances angulaires égales ou supérieures à  $FNBW/2 \approx HPBW$  d'une antenne avec une distribution uniforme peuvent être résolues. Si la séparation est plus petite, alors l'antenne aura tendance à lisser la distance de séparation angulaire.

## II.6 Directivité

La directivité d'une antenne est définie comme « le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée de l'antenne à l'intensité de rayonnement moyenne dans toutes les directions.

L'intensité moyenne du rayonnement est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par  $4\pi$ . Si la direction n'est pas précisée, la direction de l'intensité de rayonnement maximale est implicite. » Plus simplement, la directivité d'une source non isotrope est égale au rapport de son intensité de rayonnement dans une direction donnée par rapport à celle d'une source isotrope. Sous forme mathématique, en utilisant (2-15), il peut être écrit comme

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2-16)$$

Si la direction n'est pas spécifiée, elle implique la direction de l'intensité de rayonnement maximale (directivité maximale) exprimée en

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2-16a)$$

D= directivité

$D_0$  = directivité

U = intensité du rayonnement (angle solide W/unité)

$U_{max}$  = intensité de rayonnement maximale (angle solide W/unité)

$U_0$  = intensité de rayonnement de la source isotrope (angle solide W/unité)

$P_{rad}$  = puissance rayonnée totale (W)

Pour la source isotropique, il est très évident de (2-16) ou (2-16a) que la directivité est l'unité depuis U,  $U_{max}$ , un  $dU_0$  sont tous égaux les uns aux autres. Pour les antennes à composants de polarisation orthogonaux, nous définissons la directivité partielle d'une antenne pour une polarisation donnée dans une direction donnée comme « la partie de l'intensité de rayonnement correspondant à une polarisation donnée divisée par l'intensité de rayonnement totale moyenne dans toutes les directions. » Avec cette définition pour la directivité partielle, alors dans une direction donnée « la directivité totale est la somme des directivités partielles pour deux polarisations orthogonales quelconques ». Pour un système de coordonnées sphériques, la directivité maximale totale  $D_0$  pour les composants orthogonaux  $\theta$  et  $\phi$  d'une antenne peut être écrite comme suit[14] :

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (2-17)$$

Tandis que les directivités partielles  $D_\theta$  et  $D_\phi$  sont exprimées en

$$D_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (2-17a)$$



$$D_{\phi} = \frac{4 \pi U_{\phi}}{(Prad)_{\theta} + (Prad)_{\phi}} \quad (2-17b)$$

$U_{\theta}$  = tension de radiationine

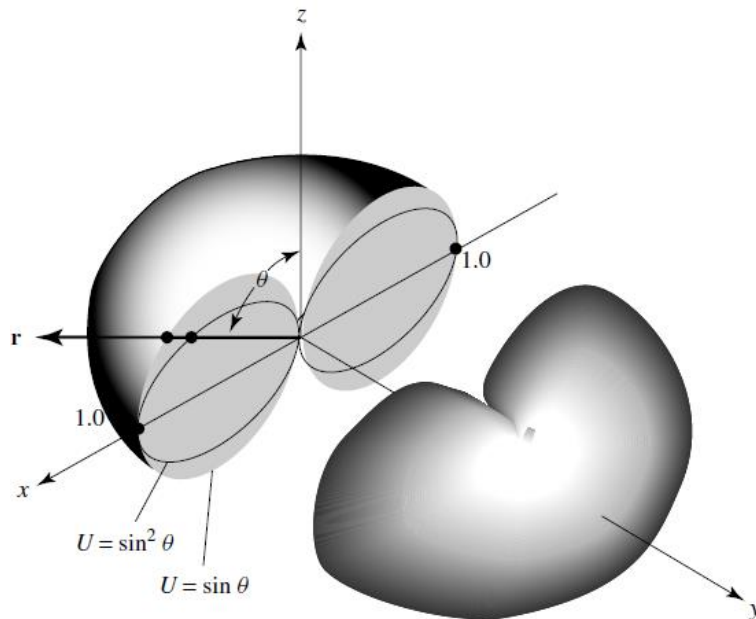
$U_{\phi}$  = tension de radiationine

$(Prad)_{\theta}$  = puissance rayonnée dans toutes les directions contenues dans le composant de champ  $\theta$

$(Prad)_{\phi}$  = puissance rayonnée dans toutes les directions contenues dans le composant de champ  $\phi$

Pour démontrer l'importance de la directivité, examinons en particulier la directivité d'un dipôle d'une demi-longueur d'onde ( $l = \lambda/2$ ) :

$$D = \sin^3 \theta = 1.67 \sin^2 \theta \quad (2-18)$$



**Figure II.8 :** Modèles tridimensionnels d'intensité de rayonnement.

$$\sin^3 \theta \approx \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2-18b)$$

Où  $\theta$  est mesuré à partir de l'axe le long de la longueur du dipôle. Les valeurs représentées par (2-18) et celles d'une source isotrope ( $D = 1$ ) sont tracées en deux et trois dimensions dans la figure II.9 (a,b). Pour la représentation graphique tridimensionnelle de la figure II.9(b), à chaque point d'observation, seule la plus grande valeur des deux directivités est tracée. Il est évident que lorsque le  $\sin^{-1} (1/1.67)^{1/3} = 57,44^\circ < \theta < 122,56^\circ$ , le radiateur dipôle a une plus grande directivité (plus grande concentration d'intensité) dans ces directions que celle d'une source isotrope.

En dehors de cette plage d'angles, le radiateur isotrope a une plus grande directivité (rayonnement plus intense). La directivité maximale du dipôle (par rapport au radiateur isotrope) se produit lorsque  $\theta = \pi/2$ , et qu'il est 1,67 (ou 2,23 dB) plus intense que celui du radiateur isotrope (avec la même puissance rayonnée). Le modèle tridimensionnel de la figure II.9(b), et d'autres semblables. Ces schémas sont tracés à l'aide d'un logiciel développé en [17], et peuvent être utilisés pour visualiser le diagramme de rayonnement tridimensionnel de l'antenne. Ces programmes tridimensionnels, ainsi que les autres, peuvent être utilisés efficacement pour la conception et la synthèse des antennes, en particulier les réseaux [18] et [19].

La directivité d'une source isotrope est unité puisque sa puissance est rayonnée également dans toutes les directions. Pour toutes les autres sources, la directivité maximale sera toujours supérieure à l'unité, et c'est une « figure de mérite » relative qui donne une indication des propriétés directionnelles de l'antenne par rapport à celles d'une source isotrope. Sous forme d'équation, ceci est indiqué dans(2-16a). La directivité peut être plus petite que l'unité ; en fait, il peut être égal à zéro.

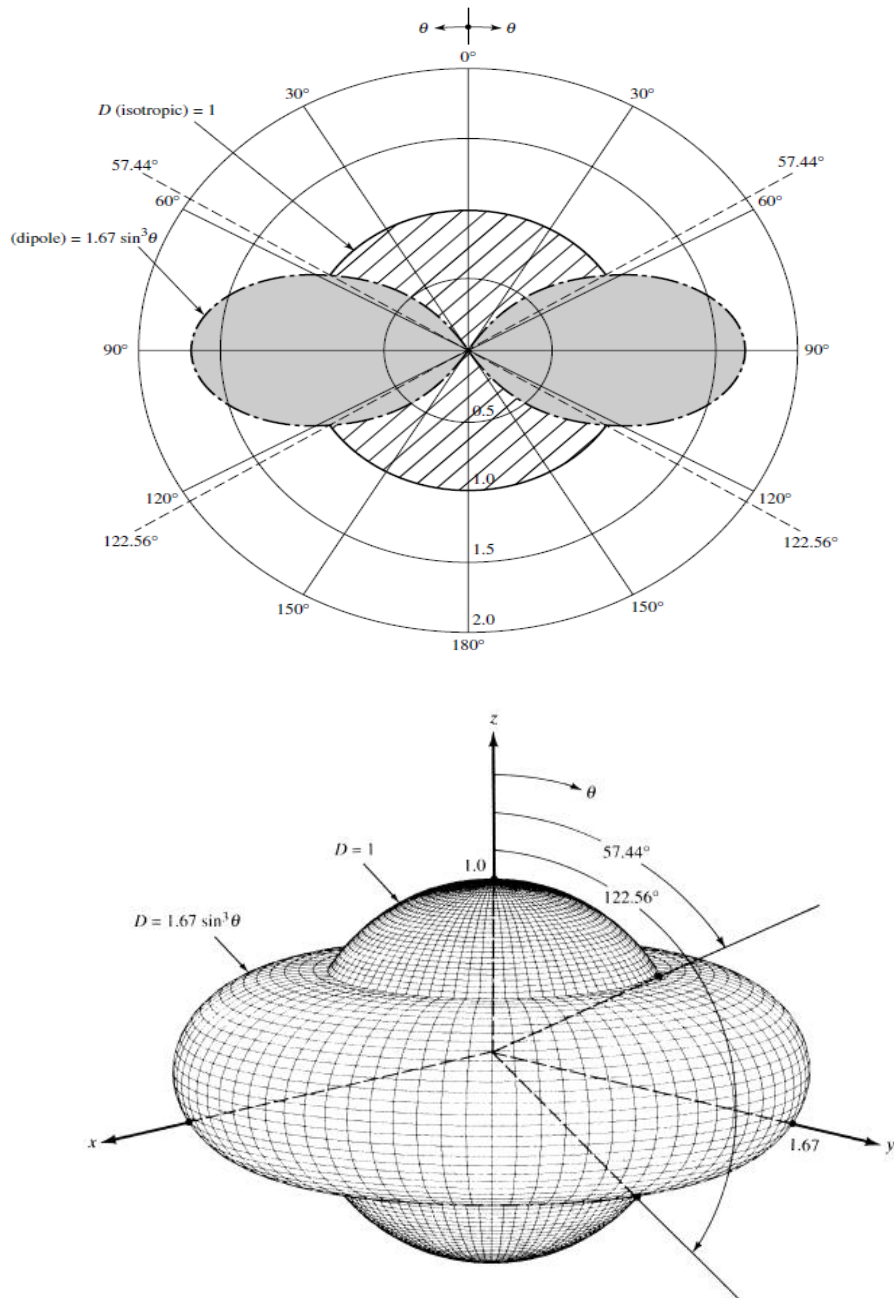
Les valeurs de directivité seront égales ou supérieures à zéro et égales ou inférieures à la directivité maximale ( $0 \leq D \leq D_0$ ) Une expression plus générale de la directivité peut être développée pour inclure les sources avec des schémas de rayonnement qui peuvent être des fonctions des deux angles de coordonnées sphériques  $\theta, \phi$ , afin de ne pas masquer les concepts fondamentaux par des détails thématiques.

Que l'intensité de rayonnement d'une antenne soit de la forme[14]

$$U=B_0F(\theta, \phi) \approx \frac{1}{2\eta} [ |E_\theta^0(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi^0(\theta, \phi)|^2 ] \quad (2-19)$$

où  $B_0$  est une constante,  $E_\theta^0$  et  $E_\phi^0$  sont les composants du champ électrique de la zone éloignée de l'antenne. La valeur maximale de (2-19) est donnée par

$$U = B_0 F(\theta, \phi)|_{max} = B_0 F_{max}(\theta, \phi) \tag{2-19a}$$



**Figure II.9 :** Schémas de directivité bidimensionnels et tridimensionnels d'un dipôle  $\lambda/2$ .

La puissance rayonnée totale est trouvée en utilisant [14]

$$P_{rad} = \oint_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega = B_0 \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi \tag{2-20}$$

Nous écrivons maintenant l'expression générale pour la directivité et la directivité maximale en utilisant (2-16) et (2-16a), respectivement, comme

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi} \quad (2-21)$$

$$D_0 = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)|_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2-22)$$

Où  $\Omega_A$  est l'angle plein du faisceau, et il est donné par

$$\Omega_A = \frac{1}{F(\theta, \phi)|_{\max}} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi \quad (2-23)$$

$$F_n(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi)}{F(\theta, \phi)|_{\max}} \quad (2-24)$$

Diviser par  $F(\theta, \phi)|_{\max}$  normalise simplement l'intensité de rayonnement  $F(\theta, \phi)$  et il fait son unité de valeur maximale. L'angle solide du faisceau  $\Omega_A$  est défini comme l'angle solide par lequel toute la puissance de l'antenne circulerait si son intensité de rayonnement est constante (et égale à la valeur maximale de  $U$ ) pour tous les angles à l'intérieur de  $\Omega_A$ .

## II.7 Techniques numériques

Pour la plupart des antennes pratiques, les diagrammes de rayonnement sont si complexes qu'il n'existe pas d'expressions mathématiques à forme fermée. Même dans les cas où des expressions sont disponibles, leur forme est si complexe que l'intégration pour trouver la puissance rayonnée, nécessaire pour calculer la directivité maximale, ne peut être effectuée. Au lieu d'utiliser les expressions approximatives de Tai et, McDonald ou Pozar, des techniques alternatives et plus précises peuvent être souhaitables. Avec les systèmes informatiques à haute vitesse maintenant disponibles, la réponse peut appliquer des méthodes numériques [20] [21] [22].

$$U = B_0 f(\theta) g(\phi) \quad (2-25)$$

Où  $B_0$  est une constante. La directivité pour un tel système est donnée par

$$D_0 = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (2-26)$$

Où

$$P_{\text{rad}} = B_0 \int_0^{2\pi} \left\{ \int_0^\pi f(\theta) g(\phi) \sin\theta \, d\theta \right\} d\phi \quad (2-27)$$

Qui peut également s'écrire comme suit

$$P_{rad} = B_0 \int_0^{2\pi} g(\phi) \left\{ \int_0^\pi f(\theta) \sin \theta d\theta \right\} d\phi \quad (2-28)$$

Si les intégrations dans (2-28) ne peuvent pas être effectuées analytiquement, alors à partir du calcul intégral, nous pouvons écrire une approximation en série. intégral, on peut écrire une approximation en série

$$\int_0^\pi f(\theta) \sin \theta d\theta = \sum_{i=1}^N [f(\theta_i) \sin \theta_i] \Delta\theta_i \quad (2-29)$$

Pour N divisions uniformes sur l'intervalle  $\pi$ ,

$$\Delta\theta_i = \frac{\pi}{N} \quad (2-29a)$$

En se référant à la figure II.10,  $\theta_i$  peut prendre plusieurs formes différentes. Deux schémas sont présentés dans la figure II.10, tels que

$$\theta_i = i \left( \frac{\pi}{N} \right), \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (2-29b)$$

Ou

$$\theta_i = \frac{\pi}{2N} + (i - 1) \frac{\pi}{N}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (2-29c)$$

Dans le premier cas,  $\theta_i$  est pris au bord arrière de chaque division ; dans le second cas,  $\theta_i$  est choisi au milieu de chaque division. Le schéma le plus souhaitable dépendra du problème étudié. De nombreux autres schémas sont disponibles. De manière similaire, on peut écrire pour les variations  $\phi$  que.

$$\int_0^{2\pi} g(\phi) d\phi = \sum_{j=1}^M g(\phi_j) \Delta\phi_j$$

Où pour M divisions uniformes

$$\Delta\phi_j = \frac{\pi}{M} \quad (2-30a)$$

Se référant à nouveau à la figure II.10

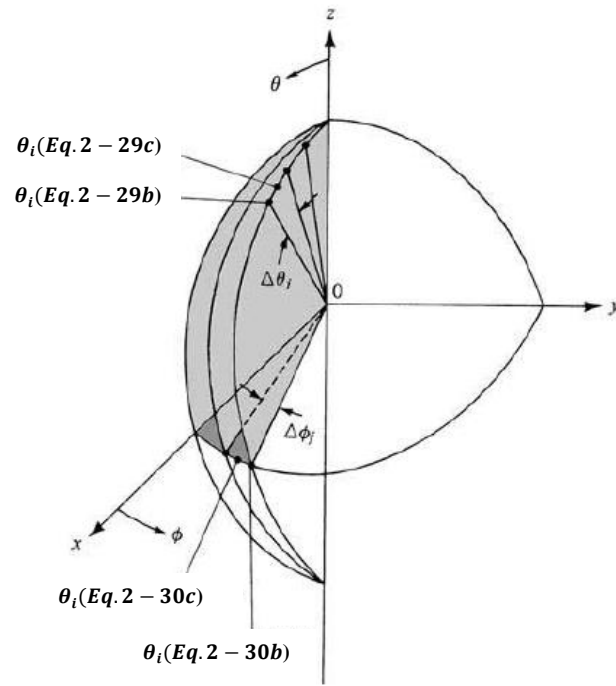
$$\phi_j = j \left( \frac{2\pi}{M} \right), \quad j = 1, 2, 3, \dots, M \quad (2-30b)$$

Ou

$$\phi_j = \frac{2\pi}{2M} + (j - 1) \frac{2\pi}{M}, \quad j = 1, 2, 3, \dots, M \quad (2-30c)$$

En combinant (2-29), (2-29a), (2-30) et (2-30a), nous pouvons écrire (2-28) sous la forme suivante :

$$P_{rad} = B_0 \left(\frac{\pi}{N}\right) \left(\frac{2\pi}{M}\right) \sum_{j=1}^M \{g(\phi_j) [\sum_{i=1}^N f(\theta_i) \sin \theta_i ]\} \quad (2-31)$$



**Figure II.10 :** Schéma de numérisation du motif en coordonnées sphériques.

La double sommation de (2-31) est effectuée en ajoutant pour chaque valeur de  $j$  ( $j = 1, 2, 3, \dots, M$ ) toutes les valeurs de  $i$  ( $i = 1, 2, 3, \dots, N$ ). Dans un organigramme de programme informatique, cette opération peut être effectuée par une boucle dans une boucle. Physiquement, (2-31) peut être interprété en se référant à la figure II.10. Elle indique simplement que pour chaque valeur de  $g(\phi)$  à l'angle azimutal  $\phi = \phi_j$ , les valeurs de  $f(\theta) \sin \theta$  sont additionnées pour toutes les valeurs de  $\theta = \theta_i$  ( $i = 1, 2, 3, \dots, N$ ). Les valeurs de  $\theta_i$  et  $\phi_j$  peuvent être déterminées en utilisant l'une ou l'autre des formes données par (2-29b) ou (2-29c) et (2-30b) ou (2-30c)[14].

Comme les variations  $\theta$  et  $\phi$  sont séparables, (2-31) peut aussi s'écrire comme suit :

$$P_{rad} = B_0 \left(\frac{\pi}{N}\right) \left(\frac{2\pi}{M}\right) [\sum_{j=1}^M g(\phi_j)] [\sum_{i=1}^N f(\theta_i) \sin \theta_i ] \quad (2-32)$$

Si les variations  $\theta$  et  $\phi$  ne sont pas séparables, et que l'intensité du rayonnement est donnée par :

$$U = B_0 F(\theta, \phi) \tag{2-33}$$

La forme numérique de la puissance rayonnée peut être écrite comme suit :

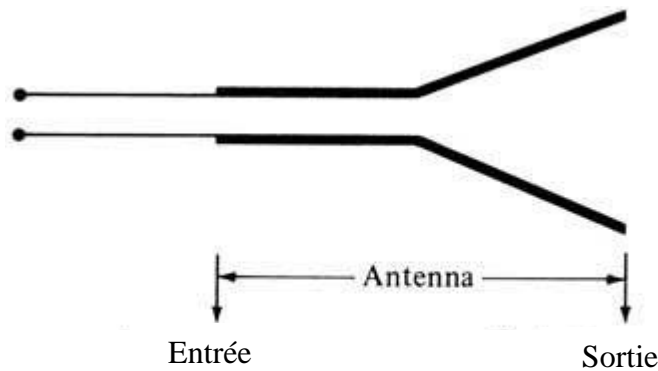
$$P_{rad} = B_0 \left(\frac{\pi}{N}\right) \left(\frac{2\pi}{M}\right) \sum_{j=1}^M \left[ \sum_{i=1}^N F(\theta_i, \phi_j) \sin \theta_i \right] \tag{2-34}$$

$\theta_i$  et  $\phi_j$  prennent différentes formes, dont deux ont été introduites et sont représentées de manière imagée sur la figure II.10. L'évaluation et l'interprétation physique de (2-34) sont similaires à celles de (2-31).

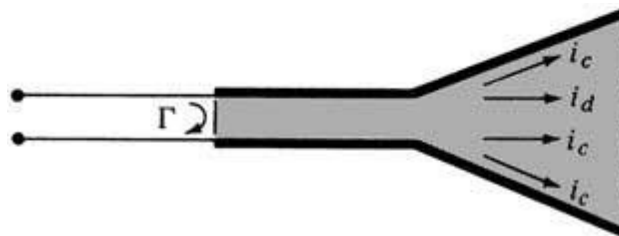
### II.8 Efficacité des antennes

Un certain nombre de rendements sont associés à une antenne et peuvent être définis à l'aide de la figure II.11. Le rendement total de l'antenne  $e_0$  est utilisé pour prendre en compte les pertes aux bornes d'entrée et dans la structure de l'antenne. Ces pertes peuvent être dues, en se référant à la figure II.11(b), à :

1. les réflexions dues à l'inadéquation entre la ligne de transmission et l'antenne
2. Pertes  $I^2 R$  (conduction et diélectrique)



(a) bornes de référence d'antenne



(b) reflection ,conduction and dielectric losses

**Figure II.11** : Bornes de référence et pertes d'une antenne.

En général, l'efficacité globale peut s'écrire comme suit[14] :

$$e_0 = e_r e_c e_d \tag{2-35}$$

Où

$e_0$  = rendement total (sans dimension)

$e_r$  = efficacité de la réflexion =  $(1 - |\Gamma|^2)$  (sans dimension)

$e_c$  = efficacité de conduction (sans dimension)

$e_d$  = efficacité diélectrique (sans dimension)

$\Gamma$  = coefficient de réflexion de la tension aux bornes d'entrée de l'antenne

$[\Gamma = (Z_{in} - Z_0) / (Z_{in} + Z_0)$  where  $Z_{in}$  = impédance d'entrée de l'antenne,

$Z_0$  = impédance caractéristique de la ligne de transmission]

VSWR = rapport d'onde stationnaire de tension =  $\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$

En général,  $e_c$  et  $e_d$  sont très difficiles à calculer, mais ils peuvent être déterminés expérimentalement. Même par des mesures, ils ne peuvent pas être séparés, et il est généralement plus pratique d'écrire (2-35) sous la forme

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2-36)$$

Où  $e_{cd} = e_c e_d$  = efficacité de rayonnement de l'antenne, qui est utilisée pour mettre en relation le gain et la directivité.

## II.9 Conclusion

Les Petites antennes sont maintenant largement utilisées dans notre vie quotidienne, ils apparaissent dans presque tous les appareils électroniques. À mesure que le nombre d'antennes augmente, l'espace de chaque antenne devient de plus en plus petit. En même temps, les des performances d'antenne doit êtres élevées, un gain élevé, de faibles pertes et de faibles interférences. Donc dans ce chapitre on a cité et défini les principaux paramètres d'antenne qui influe sur ca performance.



# *Chapitre III*

*Etude et conception d'un  
système d'antennes avec  
diversité dans la bande sub  
6GHZ*

### III.1 Introduction

Dans les applications d'avions, de vaisseaux spatiaux, de satellites et de missiles à haute performance, où la taille, le poids, le coût, les performances, la facilité d'installation et le profil aérodynamique sont des contraintes, des antennes à profil bas peuvent être nécessaires. À l'heure actuelle, de nombreuses autres applications gouvernementales et commerciales, comme la radio mobile et les communications sans fil, ont des spécifications semblables. Pour répondre à ces exigences, les antennes de microstrip peuvent être utilisées. Ces antennes sont à profil bas, conformes aux surfaces planes et non planaires, simples et peu coûteuses à fabriquer en utilisant la technologie moderne des circuits imprimés, mécaniquement robustes lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides, et lorsque la forme et le mode du patch sont sélectionnés, ils sont très polyvalents en termes de fréquence de résonance, de polarisation, de motif et d'impédance. En outre, en ajoutant des charges entre le patch et le plan du sol, telles que des broches et des diodes à capacité variables, des éléments adaptatifs avec fréquence de résonance variable, impédance, polarisation et motif peuvent être conçus

### III.2 Caractéristiques de base

Les antennes de microstrip ont reçu une attention considérable à partir des années 1970, bien que l'idée d'une antenne de microstrip puisse être attribuée à 1953 et à un brevet en 1955.

Les antennes de microstrip, comme le montre la figure III.1(a), se composent d'une bande métallique très mince ( $t \ll \lambda_0$ , où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde en espace libre) (patch) placée une petite fraction d'une longueur d'onde ( $h \ll \lambda_0$ , habituellement  $0,003\lambda_0 < h < 0,05\lambda_0$ ) au-dessus d'un plan au sol. Le patch microstrip est conçu de sorte que son maximum de motif est normal pour le patch (radiateur de face). Ceci est réalisé en choisissant correctement le mode (configuration du champ) d'excitation sous le patch. Le rayonnement de fin de tir peut également être réalisé par une sélection de mode judicieuse. [23],[24].

Pour un patch rectangulaire, la longueur  $L$  de l'élément est généralement  $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ . La bande (pièce) et le plan du sol sont séparés par une feuille diélectrique (appelée substrat), comme le montre la figure III.1(a).

Il existe de nombreux substrats qui peuvent être utilisés pour la conception d'antennes microstrip, et leurs constantes diélectriques sont généralement dans la gamme de 2,2 à 12. Ceux qui sont les plus désirables pour une bonne performance d'antenne sont les substrats épais dont la constante diélectrique est dans l'extrémité inférieure de la gamme parce qu'ils fournissent une meilleure efficacité, une plus grande bande passante, champs vaguement liés pour le rayonnement dans l'espace, mais au détriment de la taille plus grande des éléments [25].

Les substrats minces avec des constantes diélectriques plus élevées sont souhaitables pour les circuits hyperfréquences parce qu'ils nécessitent des champs étroitement liés pour minimiser le rayonnement indésirable et le couplage, et conduisent à des tailles d'éléments plus petites; cependant, en raison de leurs pertes plus importantes, ils sont moins efficaces et ont des bandes passantes relativement plus petites. Depuis les antennes de microstrip sont souvent intégrées avec d'autres circuits de micro-onde, un compromis doit être atteint entre une bonne performance d'antenne et la conception du circuit. Souvent les antennes de microstrip sont aussi appelées antennes de patch.

Les éléments rayonnants et les lignes d'alimentation sont généralement photogravés sur le substrat diélectrique. La pièce rayonnante peut être carrée, rectangulaire, bande mince (dipôle), circulaire, elliptique, triangulaire, ou toute autre configuration. Ceux-ci et d'autres sont illustrés à la figure III.2. Carré, rectangulaire, dipôle (bande) et circulaire sont les plus courants en raison de la facilité d'analyse et de fabrication, et leurs caractéristiques de rayonnement attrayantes, en particulier faible rayonnement de polarisation croisée.

Les dipôles microstrip sont attrayants parce qu'ils possèdent une large bande passante et occupent moins d'espace, ce qui les rend attrayants pour les réseaux. Les polarisations linéaires et circulaires peuvent être obtenues avec des éléments uniques ou des antennes de microstrip. Des réseaux d'éléments de microstrip, avec des flux simples ou multiples, peuvent également être utilisés pour introduire des capacités de balayage et atteindre de plus grandes directivités. [25],[26].

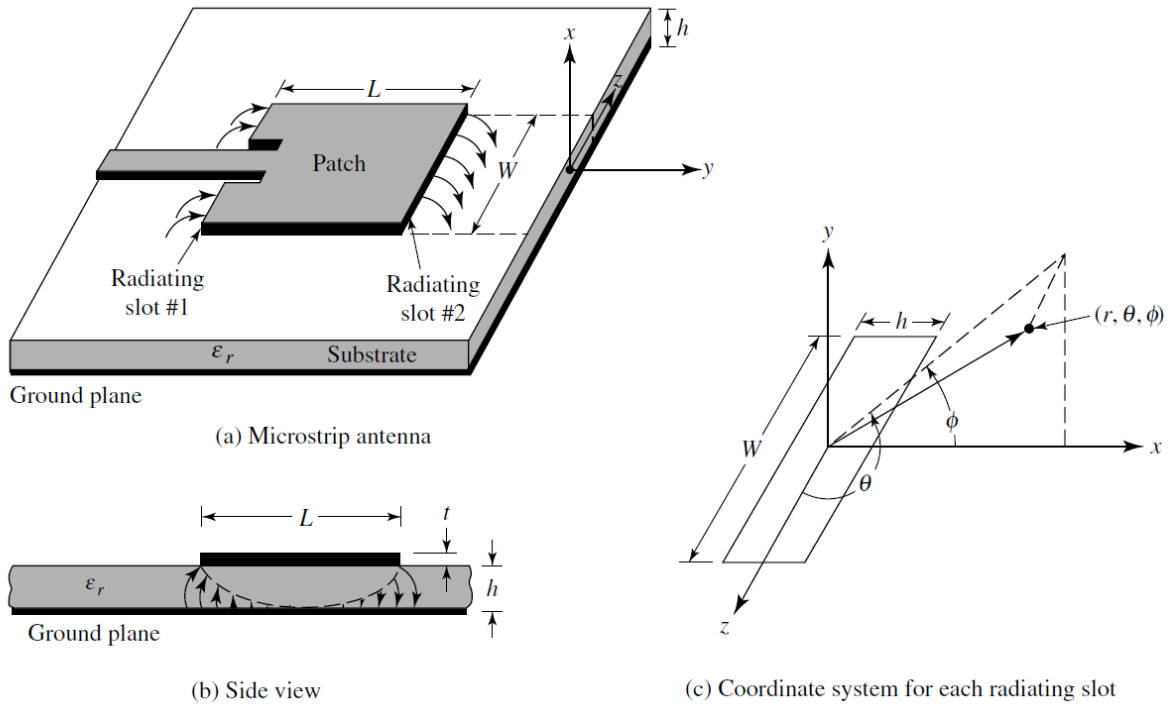


Figure III.1 : Antenne microstrip et système de coordonnées.

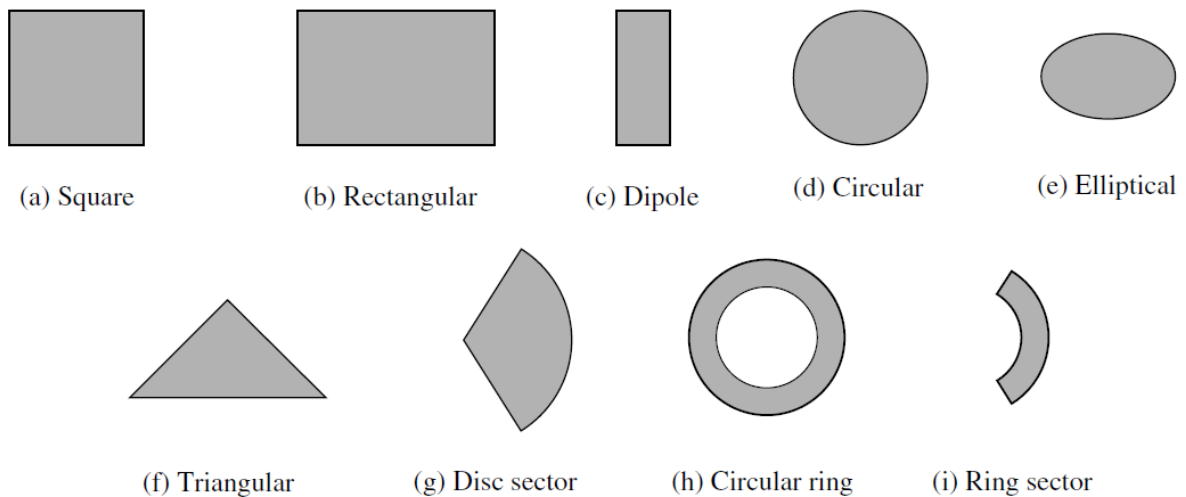


Figure III.2 : Formes représentatives des éléments de patches microstrip.

### III.3 Méthodes d'alimentation

Il existe de nombreuses configurations qui peuvent être utilisées pour alimenter les antennes de microstrip. Les quatre plus populaires sont la ligne de microstrip, la sonde coaxiale, le couplage à ouverture et le couplage de proximité. Ces circuits sont présentés à la figure III.3. Un ensemble de circuits équivalents pour chacun d'eux est présenté à la figure III.4. La ligne d'alimentation de microstrip est également une bande conductrice, généralement de beaucoup plus petite largeur par rapport à la pièce. L'alimentation microstrip-line est facile à fabriquer, simple à assortir en contrôlant la position de l'insert et plutôt simple à modéliser. Toutefois, à mesure que l'épaisseur du substrat augmente, les ondes de surface et les rayonnements parasites augmentent, ce qui, pour des raisons pratiques, limite la bande passante (généralement de 2 à 5 %)[27], [28].

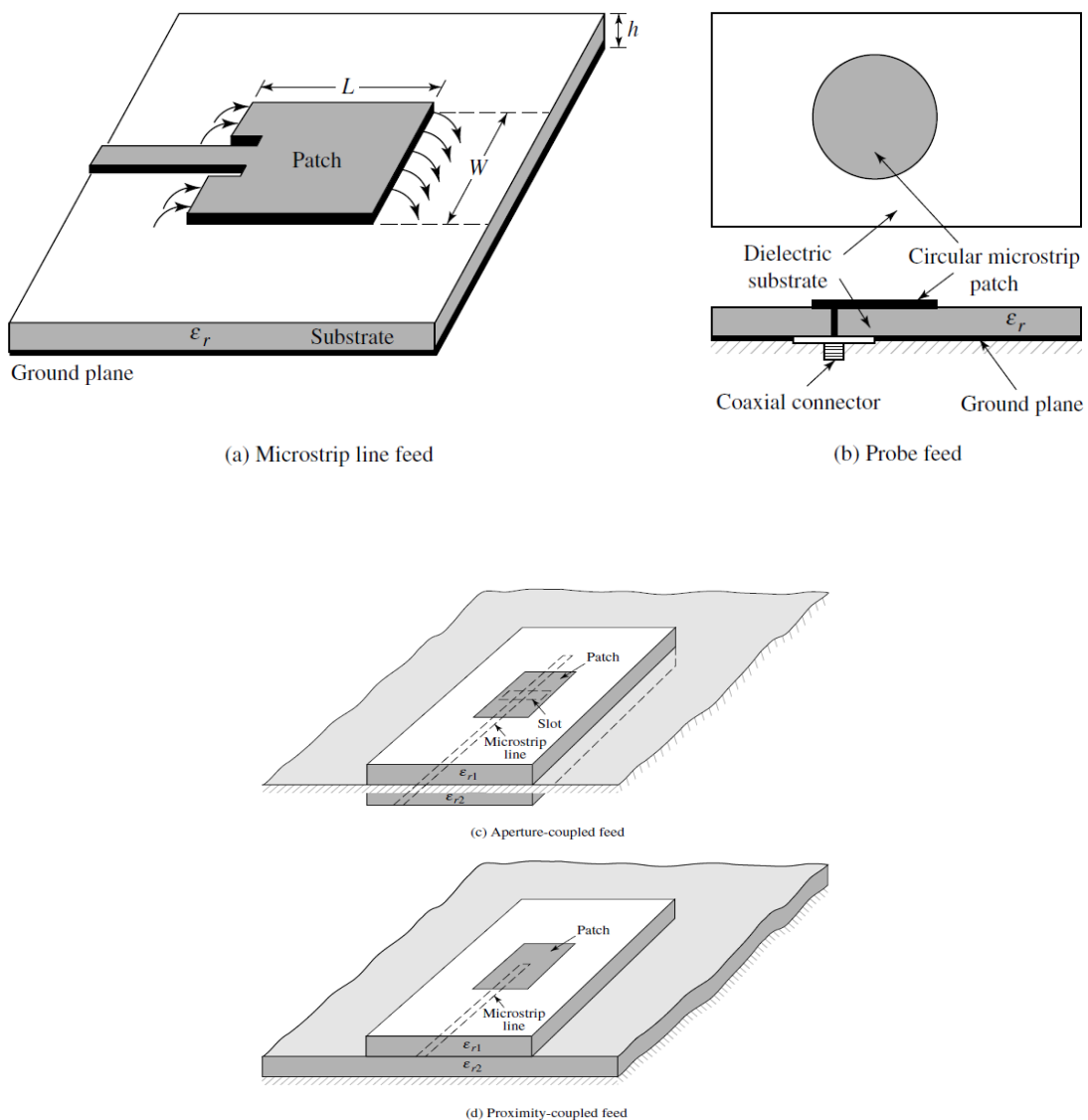
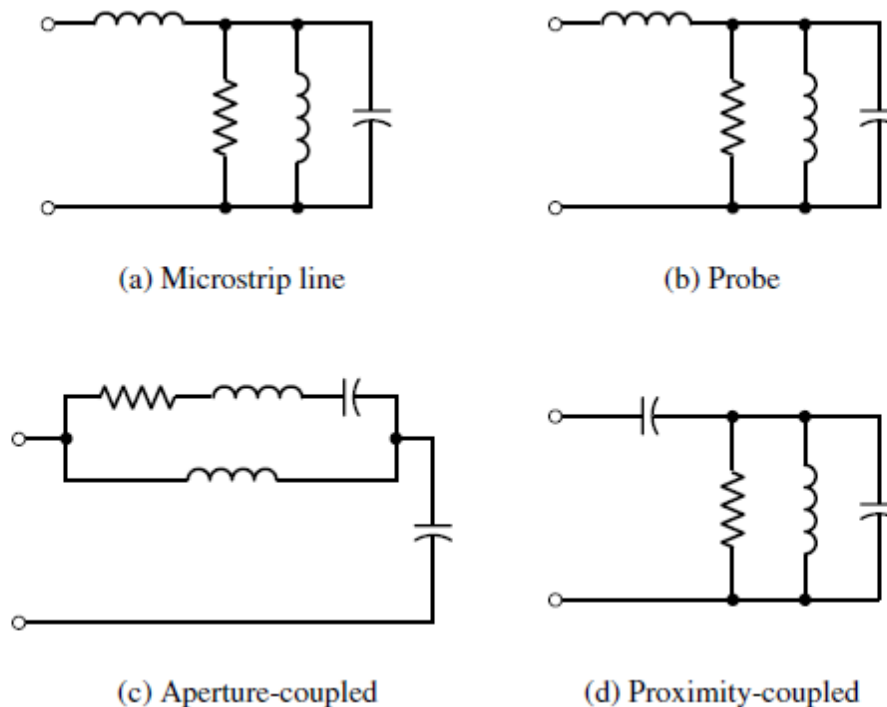


Figure III.3 : Alimentations typiques pour les antennes microbandes.

Les alimentations coaxiales, où le conducteur interne du coax est attaché à la plaque de rayonnement tandis que le conducteur externe est connecté au plan de terre, sont également largement utilisées. L'alimentation de la sonde coaxiale est également facile à fabriquer et à adapter, et il a un faible rayonnement parasite. Cependant, il a également une bande passante étroite et il est plus difficile à modéliser, en particulier pour les substrats épais ( $h > 0,02\lambda_0$ ).

La ligne d'alimentation du microstrip et la sonde possèdent des asymétries inhérentes qui génèrent des modes d'ordre supérieur qui produisent un rayonnement polarisé croisé. Pour surmonter certains de ces problèmes, les alimentations sans contact par accouplement à ouverture, comme le montrent les figures III.3(c, d),



**Figure III.4** : Circuits équivalents pour les alimentations typiques de la figure III.3.

### III.4 PATCH CIRCULAIRE

Parmi les configurations les plus populaires est le patch circulaire ou le disque, comme le montre la figure III.5.

Les modes pris en charge par l'antenne de patch circulaire peuvent être trouvés en traitant le patch, le plan de masse, et le matériau entre les deux. Comme pour le patch rectangulaire, les modes qui sont supportés principalement par une antenne de microstrip

circulaire dont la hauteur du substrat est petite ( $h \ll \lambda$ ). En ce qui concerne les dimensions du patch, il y a deux degrés de liberté de contrôle (longueur et largeur) pour l'antenne de microstrip rectangulaire. Cependant, pour le patch circulaire, il n'y a qu'un degré de liberté de contrôle (rayon du patch). Cela change la valeur absolue de la fréquence de résonance de chacun [29].

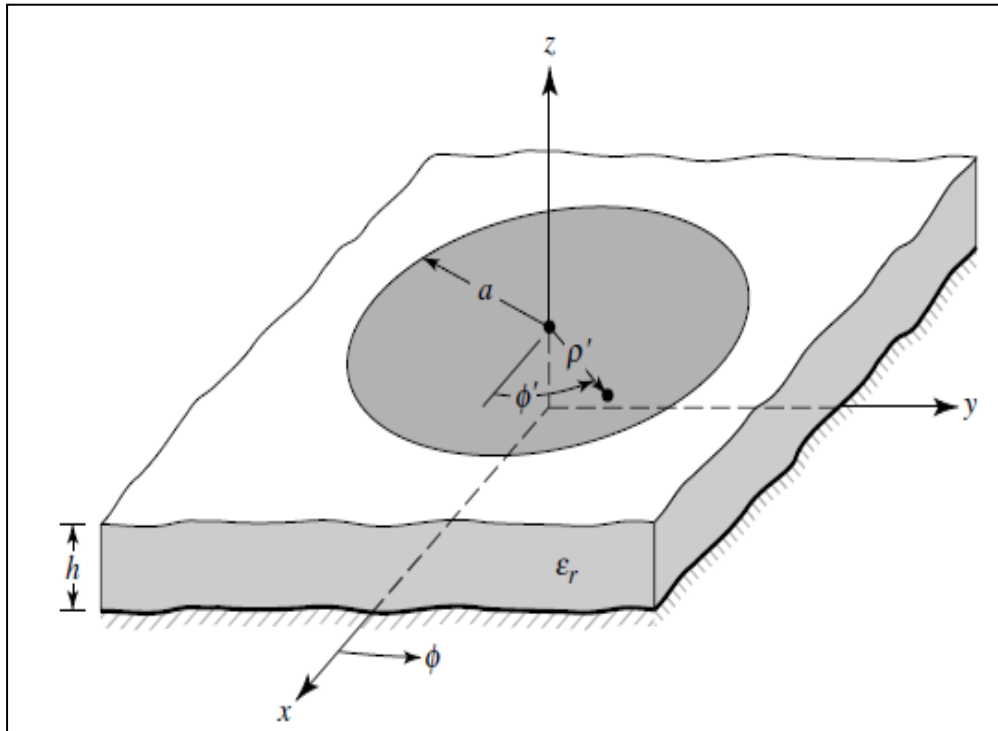


Figure III.5 : Géométrie d'une antenne patch circulaire

### III.5 Conception

Sur la base de la formulation du modèle de cavité, une procédure de conception est esquissée qui conduit à des conceptions pratiques d'antennes de microstrip circulaires. La procédure suppose que les informations spécifiées incluent la constante diélectrique du substrat ( $\epsilon_r$ ), la fréquence de résonance ( $f_r$ ) et la hauteur du substrat  $h$ . (est très petite généralement  $h < 0,05\lambda_0$ )

$$a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[ \ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (3.1)$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1a)$$

### III.6 Le gain

Le gain des antennes circulaires de microstrip, peut être défini comme le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée à la puissance alimentée à l'antenne. Cette puissance comprend toutes les pertes ohmiques et diélectriques. Le gain peut être défini comme suit :

$$G_n = 4\pi U / P_{in} \rightarrow G_n = e_r D_0$$

Où " $e_r$ " est l'efficacité du rayonnement

### III.7 Facteur de qualité, largeur de bande et efficacité

Le facteur de qualité, la largeur de bande et l'efficacité sont des facteurs de mérite de l'antenne, qui sont liés entre eux, et il n'est pas possible d'optimiser chacun d'entre eux de manière indépendante. Par conséquent, il faut toujours faire un compromis entre eux pour obtenir une performance optimale de l'antenne. Souvent, cependant, on souhaite optimiser l'un d'entre eux tout en réduisant les performances de l'autre.

Le facteur de qualité est un chiffre de mérite qui représente les pertes de l'antenne. En général, il y a des pertes par rayonnement, par conduction (ohmique), diélectrique et par onde de surface. Par conséquent, le facteur de qualité total  $Q_t$  est influencé par toutes ces pertes et s'écrit, en général, comme suit [28]:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}}$$

$Q_t$  = facteur de qualité totale

$Q_{rad}$  = facteur de qualité dû aux pertes par rayonnement (ondes spatiales)

$Q_c$  = facteur de qualité dû aux pertes par conduction (ohmique)

$Q_d$  = facteur de qualité dû aux pertes diélectriques

$Q_{sw}$  = facteur de qualité dû aux ondes de surface

Pour les substrats très minces, les pertes dues aux ondes de surface sont très faibles et peuvent être négligées. Cependant, pour les substrats plus épais, elles doivent être prises en compte. Ces pertes peuvent également être éliminées en utilisant des cavités[30].



Pour les substrats très minces ( $h \ll \lambda_0$ ) de formes arbitraires (y compris rectangulaires et circulaires), il existe des formules approximatives rectangulaires et circulaires, il existe des formules approximatives pour représenter les facteurs de qualité des différentes pertes [28]. Elles peuvent être exprimées comme suit

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma}$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta}$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega \epsilon_r}{hG_t/l} K$$

Où  $\tan \delta$  est la tangente de perte du matériau du substrat,  $\sigma$  est la conductivité des conducteurs associés au patch et au plan de masse,  $G_t/l$  est la conductance totale par unité de longueur de l'ouverture rayonnante et

$$K = \frac{\int \int_{area} |E|^2 dA}{\oint_{perimeter} |E|^2 dl}$$

Le  $Q_{rad}$  est inversement proportionnel à la hauteur du substrat, et pour les substrats très fins, il est généralement le facteur dominant. La bande passante fractionnelle de l'antenne est inversement proportionnelle à la  $Q_t$  de l'antenne.

### III.8 Choix de l'outil de simulation

CST Micro wave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finite Integration Technic). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clé de ce simulateur. CST Microwave Studio fait partie de CST DEIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré [31].

### III.9 Conception de l'élément d'antenne elliptique proposé.

Comme le système proposé est de type MIMO à deux éléments, nous avons premièrement conçu l'élément d'antenne. Comme déjà mentionné précédemment, le monopole plan elliptique est choisi comme élément rayonnant formant le système multi-antenne, ce type est réalisé pour différentes applications WB. La géométrie de l'antenne proposée est présentée sur la figure III.6. En effet, l'antenne est un patch de forme elliptique dont le grand axe de  $2a$ , un petit axe de  $2b$ , et excité via une ligne micro ruban de  $50 \Omega$  de largeur  $W_f$ . Elle est imprimée sur un substrat de dimensions  $W_s \times L_s$  et d'épaisseur  $h_s$ . La taille du plan de masse est choisie rectangulaire de dimensions  $W_g \times L_g$ . Il existe une distance  $p$  pour fixer la distance entre l'élément rayonnant et le plan de masse. On ajoutant une encoche de forme elliptique dont le grand axe de  $a$ , un petit axe de  $\frac{3b}{2}$  au niveau de patch.

La première étape importante dans la conception d'une antenne est la sélection du substrat. Le FR-4 avec une épaisseur de  $h = 1.6$  mm de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.3$  et de tangente de perte  $\tan \delta = 0.02$  est utilisé dans la conception de l'antenne car il est disponible en laboratoire. Il permet une fabrication rapide et facile de prototypes en raison de son faible coût par rapport aux autres types de substrats. En se référant aux équations [32], à la fréquence de coupure 3,5 GHz, les valeurs des paramètres géométriques de l'antenne elliptique sont estimées puis optimisées, et sont listées dans le tableau III.1.

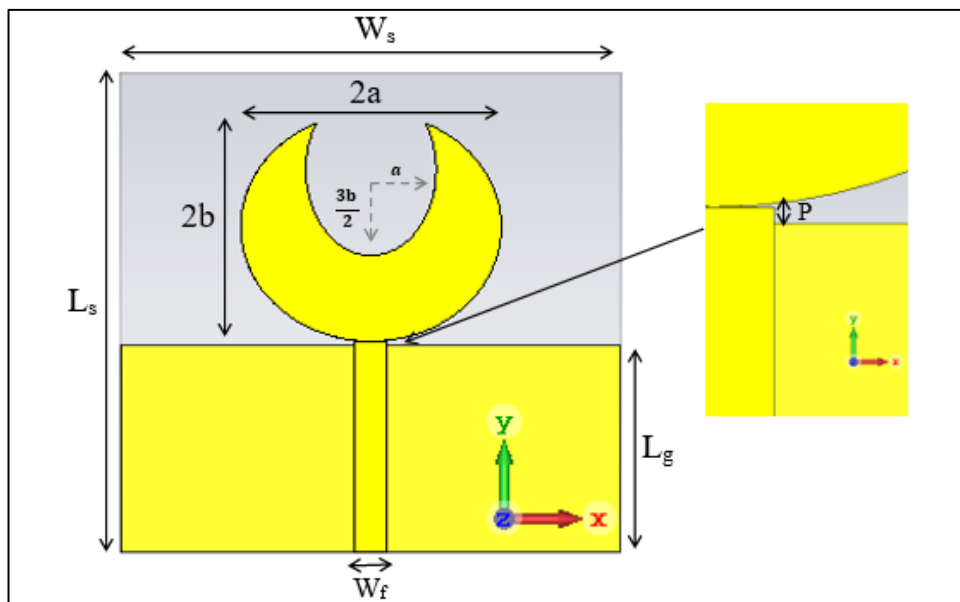


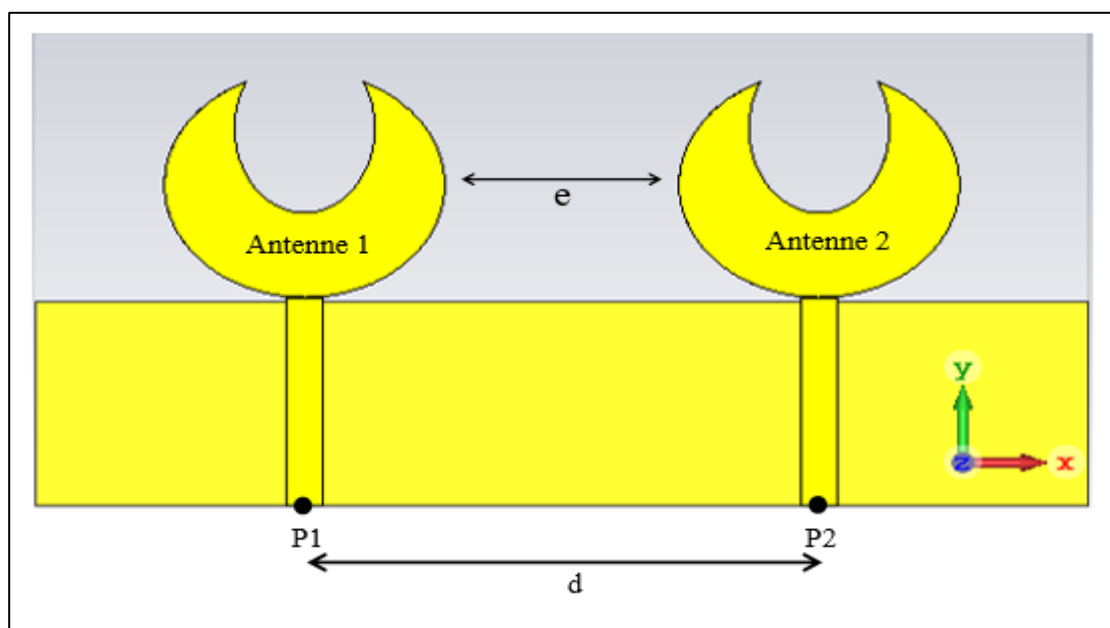
Figure III.6 : La géométrie de l'antenne proposée

**Tableau III.1:** Dimensions de l'antenne.

patch		Plan de mass		Substrat	
a	10 mm	$L_g$	19 mm	$L_s$	44mm
b	9.6 mm	$W_g$	46 mm	$W_s$	46mm
P	0.4 mm				
$W_f$	3 mm				

### III.10 Conception d'un système d'antenne à deux éléments

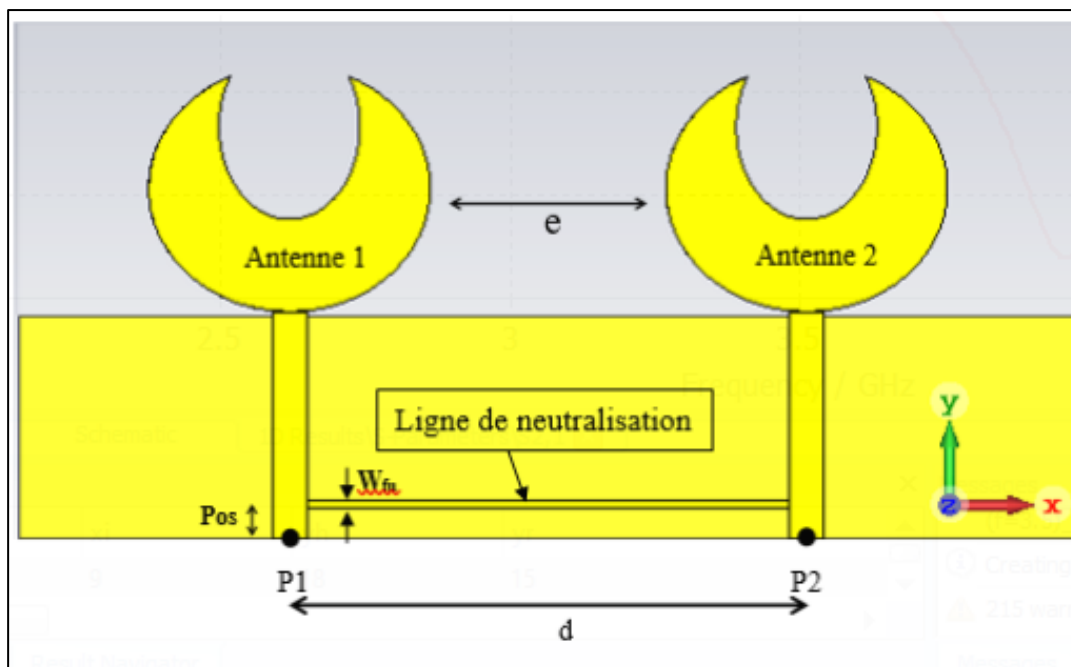
Nous proposons dans cette sous-section un système d'antennes résultant d'une juxtaposition de deux antennes elliptiques qui sont déjà étudiées ci-dessus. Les deux antennes de taille et de configuration identiques sont placées symétriquement sur le même plan de masse avec leur propre alimentation notée port 1 (**P1**) et port 2 (**P2**), respectivement, de l'élément rayonnant 1 et 2. Comme le montre la figure III.7, ces antennes sont espacées d'une distance  $d=44$  mm (environ  $\lambda/2$ ,  $\lambda_0$  étant la longueur d'onde en espace libre à la fréquence centrale de 3,5 GHz séparant les deux ports P1 et P2. Cela signifie une distance de  $e = 15$  mm (environ  $\lambda_0/6$ ) entre les deux bords du patch elliptique.

**Figure III.7 :** La géométrie du système multi-antenne proposé.

### III.11 Configuration MIMO à deux éléments avec technique de découplage par neutralisation

Dans les systèmes multi-antennes et/ou MIMO, l'isolement entre les différents éléments qui le constituent est un des paramètres importants à prendre en considération car l'existence d'un couplage mutuel influence les performances de diversité des systèmes d'antennes. Comme indiqué dans la section de spécification des exigences, la technique d'isolation par neutralisation a été adoptée pour réduire le couplage entre les antennes elliptiques. Cette technique consiste à connecter les éléments rayonnants pour mieux découpler leurs ports de puissance.

En effet, pour maximiser l'énergie rayonnée par une antenne alimentée, il faut s'assurer que toute l'énergie qui lui est transmise n'est pas perdue dans la seconde antenne. Il est donc nécessaire de minimiser la valeur  $S_{21}$  qui sera prise comme la valeur de l'énergie rayonnée. Paramètre caractérisant le découplage entre les deux éléments rayonnants. Ceci est assuré par l'insertion d'un microbande ligne de transmission qui a naturellement une caractéristique très élevée. Impédance est peut-être considéré comme une inductance. Le comportement d'un filtre de réjection est réalisé pour réduire le couplage mutuel. La configuration que nous proposons est illustrée à la figure III.8. Comme la montre cette figure, entre les alimentations de l'antenne, nous introduisons une ligne micro ruban de 41 mm de long et 0.3 mm ( $W_{fu}$ ) de large à une distance de 3 mm ( $Pos$ ) des ports P1 et P2.



**Figure III.8 :** Configuration système multi-antennes avec ligne de neutralisation.

### III.12 Configuration MIMO à deux éléments avec la technique de découplage DGS

La deuxième technique de découplage appliquée dans notre étude est l'introduction de fentes dans le plan de masse d'un système multi-antennes (également appelée structure de sol déféctive : DGS). L'originalité de cette méthode de découplage de deux ports des antennes a été prouvée. En effet, la modification par gravure de fentes sur le plan de masse peut empêcher la propagation des ondes électromagnétiques. Dans ce cas, les champs couplés entre les antennes voisines sont éliminés, grâce à la réduction du courant qui circule à travers le plan de masse. Afin de découpler les deux éléments de notre système multi-antennes, nous proposons d'introduire des fentes sous forme de L et d'autres rectangulaires sur le plan de masse correspondant à chaque antenne comme le montre la figure III.9. Deux fentes rectangulaires, chacune de 3 mm ( $W_{fr}$ ) de large et de 2 mm de long, sont gravées à l'extrémité supérieure du plan de masse. Les fentes L de largeur 0,7 mm ( $W_{fl1}$ ) et 0,5 mm ( $W_{fl2}$ ) sont placées de part et d'autre des fentes rectangulaires.

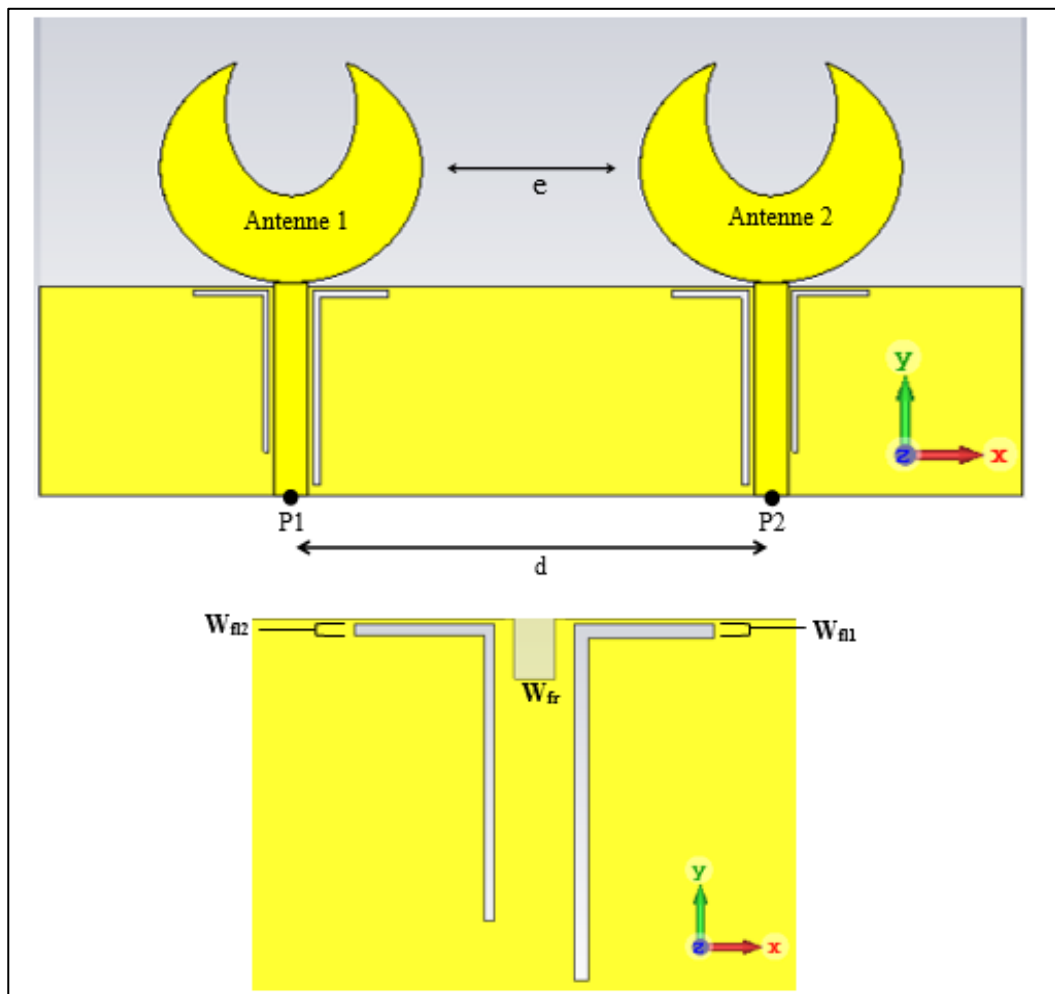
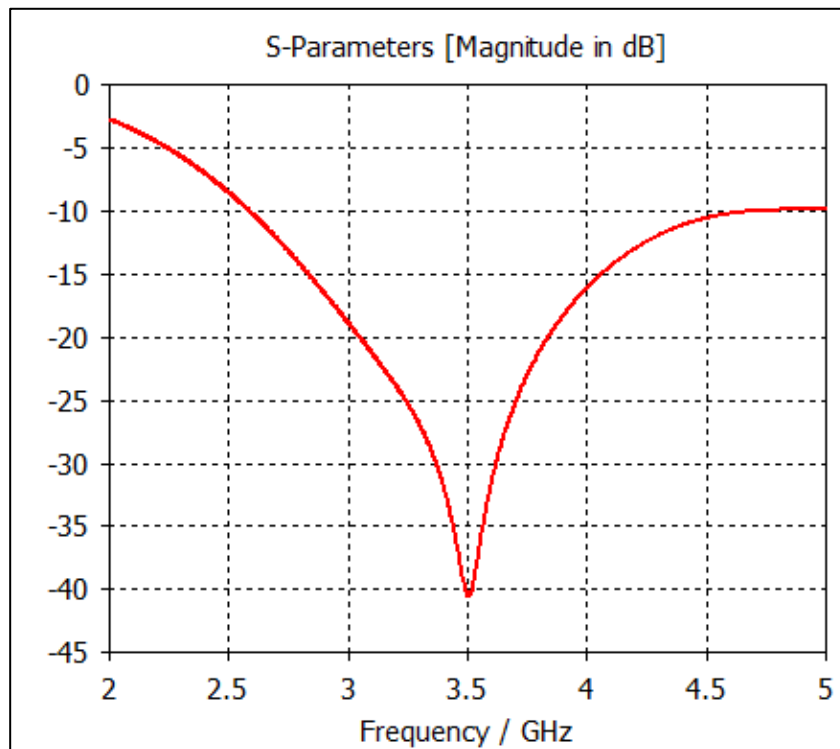


Figure III.9 : Structure du système MIMO multi-antennes avec DGS

### III.13 Résultats des simulations de découplage

#### III.13.1 Résultats des simulations des paramètres S

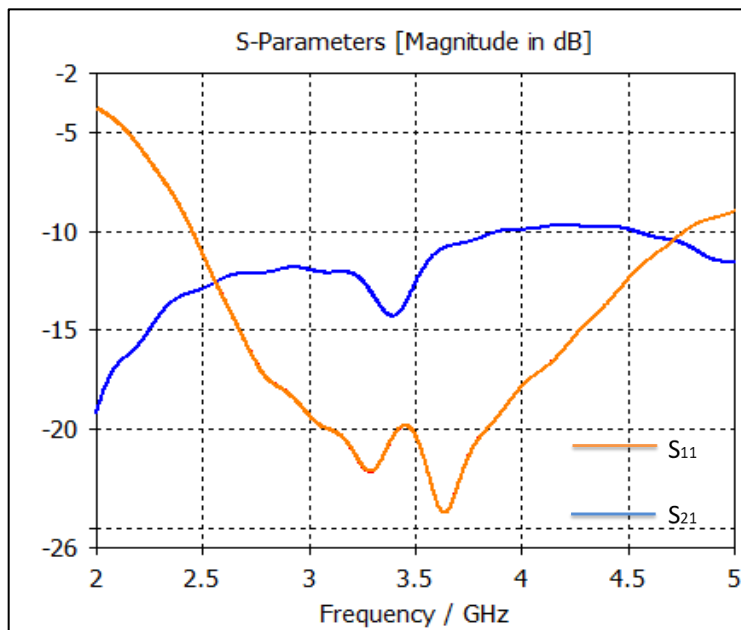
Les paramètres S décrivent la relation d'entrée et de sortie entre les ports d'un système électrique. La figure III.10 représente le paramètre S simulé de l'antenne elliptique uniquement. Comme nous pouvons le voir, une très bonne adaptation de -40,4 dB est obtenue à la fréquence 3.5 GHz, ce qui peut répondre aux exigences des applications sans fil 5G.



**Figure III.10** : Coefficient de réflexion de l'antenne elliptique en fonction de la fréquence.

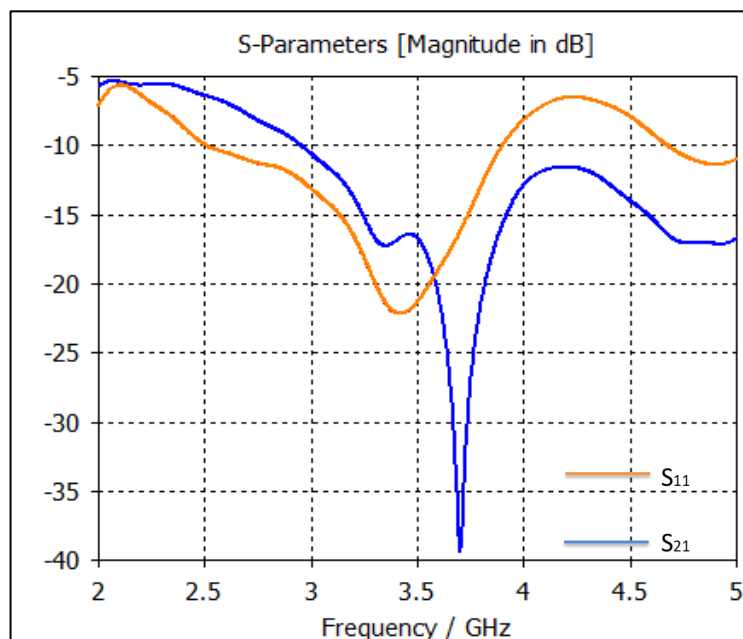
Les résultats de la simulation des paramètres S du système multi-antennes proposé sans la méthode de découplage sont présentés dans la Figure III.11. En comparant les simulations de ce cas avec le cas où chaque antenne est seule (Figure III.10), on remarque que chaque élément résonne à 3.6 GHz avec un coefficient réflexion  $S_{11}$  de -24.21 dB. Le coefficient de transmission  $S_{21}$ , qui est considéré comme le paramètre caractérisant l'isolation entre les deux ports d'alimentation de l'antenne, a la valeur suivante : -12.47 dB à 3,5 GHz. Cette valeur du couplage mutuel entre les antennes est estimée élevée. Cela est dû à l'insuffisance de la

distance entre chaque élément, ce qui entraîne un léger décalage du 100 MHz de la résonance de 3.5 GHz à 3.6 GHz.



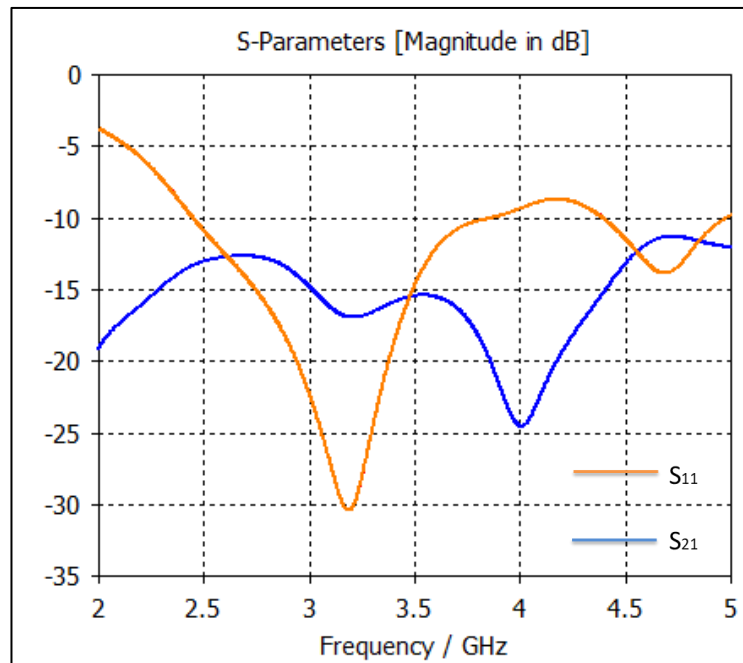
**Figure III.11** : Paramètres S simulés d'un système multi-antennes sans isolation.

La figure III.12 ci-dessous présente les résultats de simulation des paramètres S du système multi-antennes proposé avec la méthode de découplage par neutralisation. En effet, à une fréquence de 3.5 GHz, l'adaptation des ports P1 et P2 est suffisante ( $S_{11} = S_{22} = -22$  dB ). D'autre part, une isolation élevée entre P1 et P2 est obtenue ( $S_{21} = S_{12} < -35$  dB ). Ainsi, l'isolation est meilleure avec l'insertion d'une ligne de neutralisation.



**Figure III.12** : Paramètres S simulés d'un système multi-antenne avec neutralisation.

Nous illustrons maintenant à la figure III.13 les résultats de la simulation des paramètres S du système multi-antennes proposé avec configuration DGS. En analysant cette figure, nous pouvons remarquer qu'à 3.5 GHz, l'adaptation aux ports P1 et P2 est suffisante ( $S_{11}=S_{22}= -16$  dB). De l'autre côté, un bon découplage entre P1 et P2 est obtenu ( $S_{21} = S_{12} < -30$  dB). Il est clair que l'isolation est meilleure avec l'insertion de fentes dans le plan de masse.



**Figure III.13** : Paramètres S simulés du système multi-antenne avec DGS

### III.13.2 Résultats des performances de rayonnement.

Dans cette section, nous évaluons les performances du système avec et sans techniques d'isolation en termes de gain, de rayonnement, de directivité et d'efficacité.

D'après la figure III.14, le gain n'a pas trop varié et atteint une valeur maximale à la fréquence de 3,5 GHz pour les systèmes multi-antennes avec technique de découplage (neutralisation et DGS). Mais on note une augmentation de 1 dB pour atteindre la valeur de 4.5 dB dans le cas de l'insertion de la ligne de neutralisation. Cependant, il reste stable et atteint une valeur de 3.5 dB même avec un plan de masse en fente.



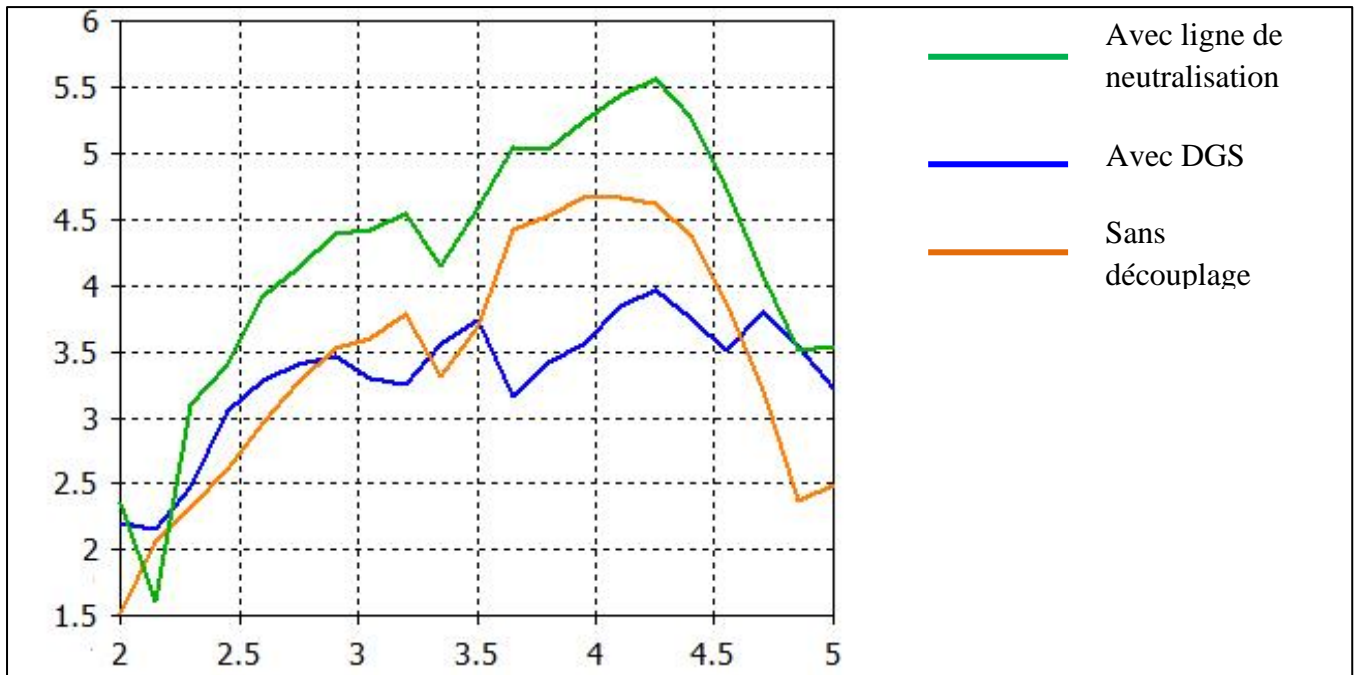


Figure III.14 : Variation de gain des systèmes multi-antennes avec et sans techniques de découplage.

Les performances de directivité pour  $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$  en 2D et 3D de systèmes multi-antennes avec et sans technique d'isolation par neutralisation sont présentées dans les figures III.15 et III.16 suivantes. Nous remarquons qu'avec l'insertion de la ligne de neutralisation entre les deux antennes elliptiques, les caractéristiques générales du diagramme de rayonnement restent constantes. De plus, la directivité est améliorée de 4.71 dBi pour atteindre une valeur de 5,4 dBi. L'efficacité totale du système d'antenne avec neutralisation est également. Par conséquent, avec la technique d'isolation, le système est plus directif et plus efficace.

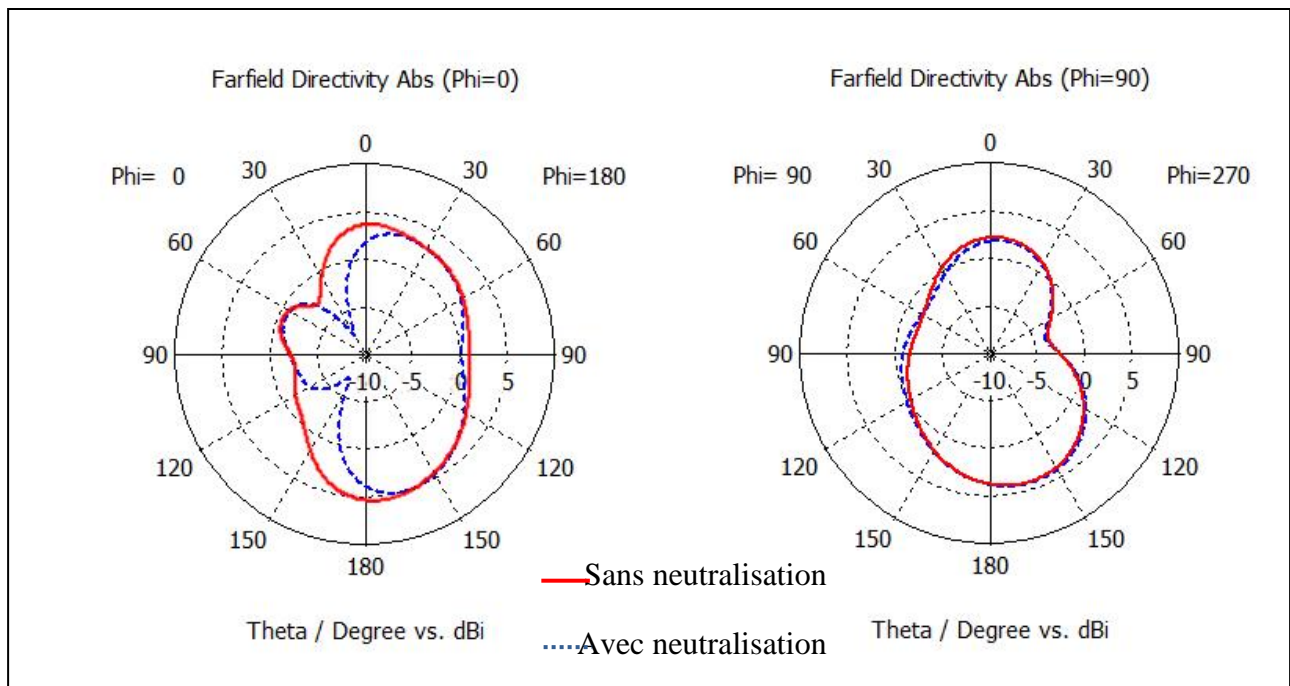
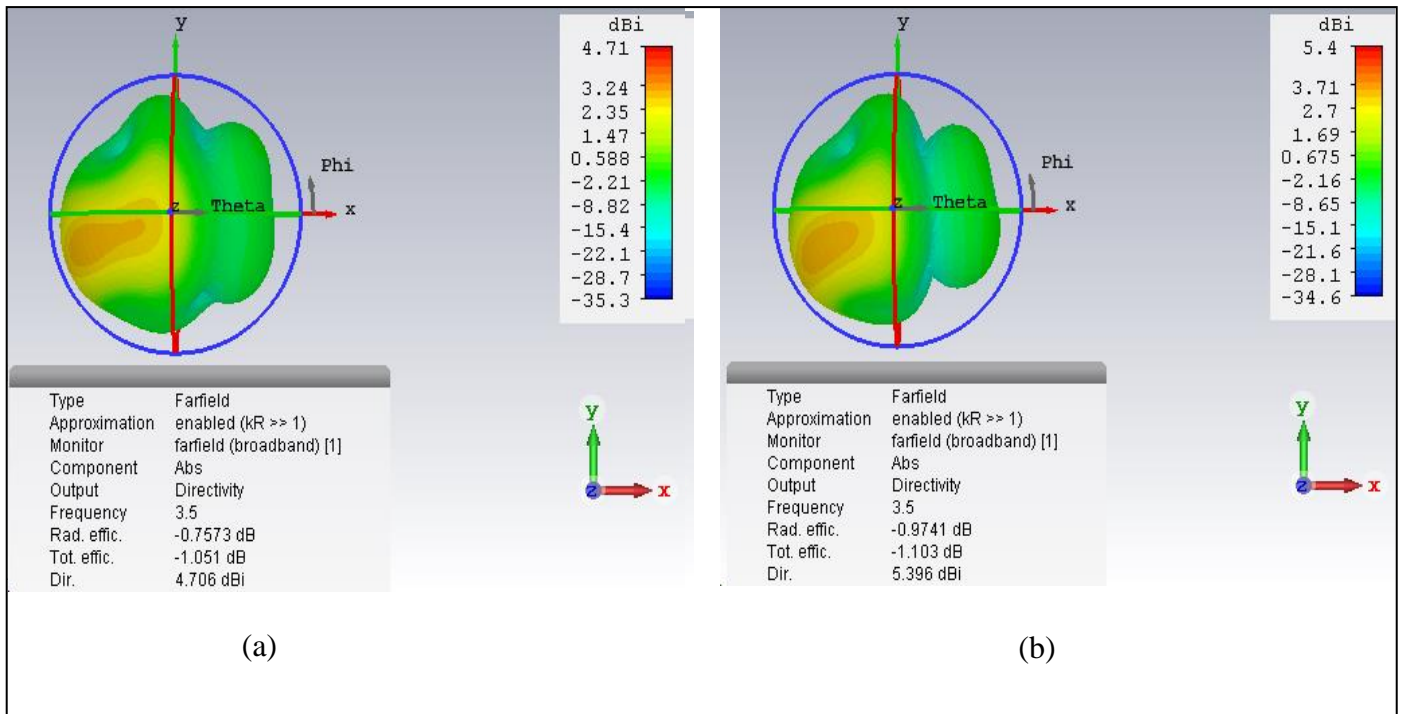
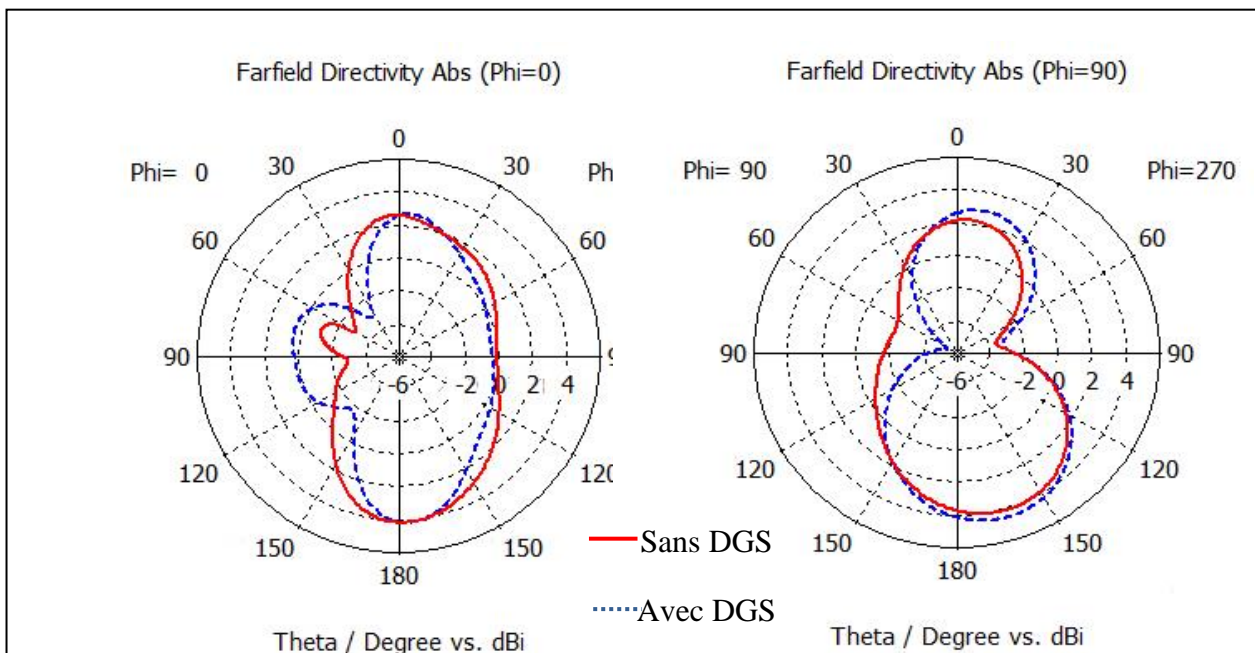


Figure III.15 : Directivité sur 2D de systèmes multi-antennes avec et sans neutralisation pour  $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$ .



**Figure III.16 :** Directivité sur 3D des systèmes multi-antennes. (a) Sans neutralisation. (b) Avec neutralisation.

Les performances de directivité pour  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$  en 2D et 3D de systèmes multi-antennes avec et sans techniques d'isolation DGS sont illustrées dans les figures suivantes III.17 et III.18. La directivité est diminuée de 0.22 dBi pour atteindre la valeur de 4.49 dBi. Cette perte de directivité reste tolérable puisque la configuration du plan de masse a été modifiée.



**Figure III.17 :** Directivité sur 2D de systèmes multi-antennes avec et sans DGS pour  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$ .

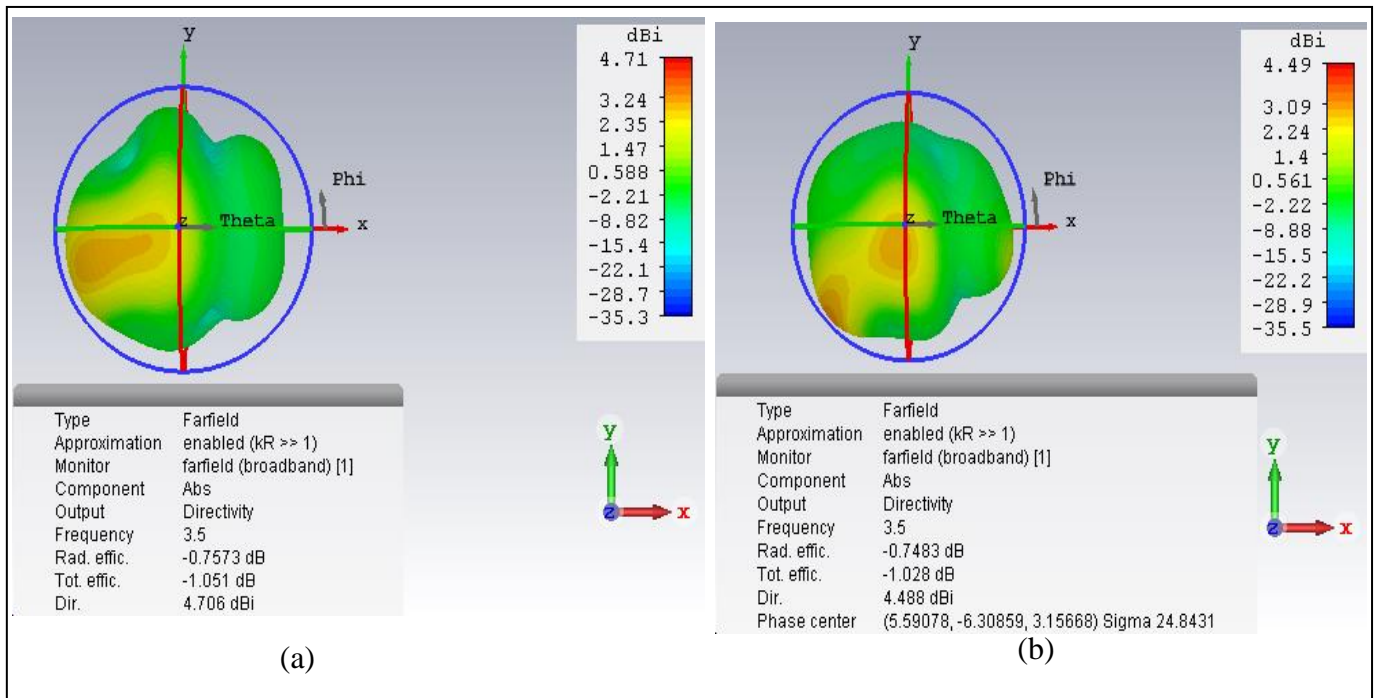


Figure III.18 : Directivité sur 3D des systèmes multi-antennes. (a) Sans DGS. (b) Avec DGS.

### III.14 Étude paramétrique

Dans cette partie une étude paramétrique est faite pour voir l'influence de certains paramètres sur le coefficient de réflexion. Cette étude paramétrique nous a aidé à mieux comprendre les effets des divers paramètres afin de les optimiser.

#### III.14.1 Effet des rayons (a) et (b) du patch

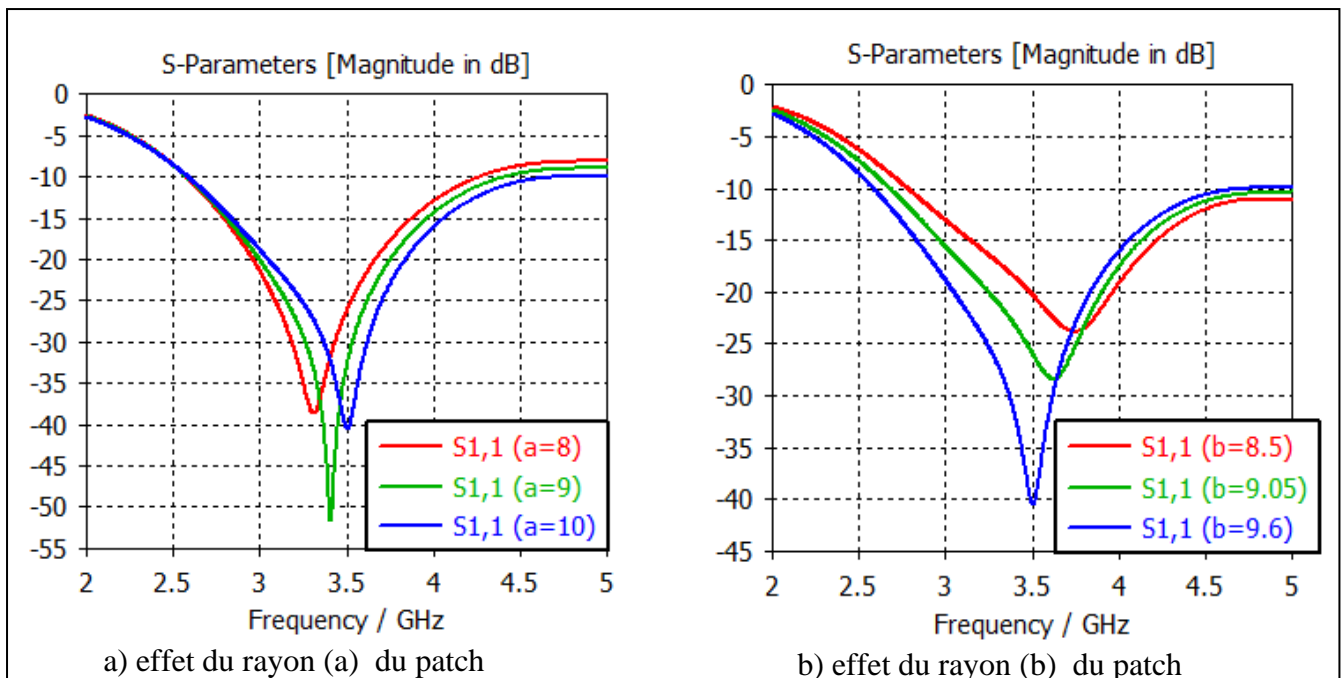
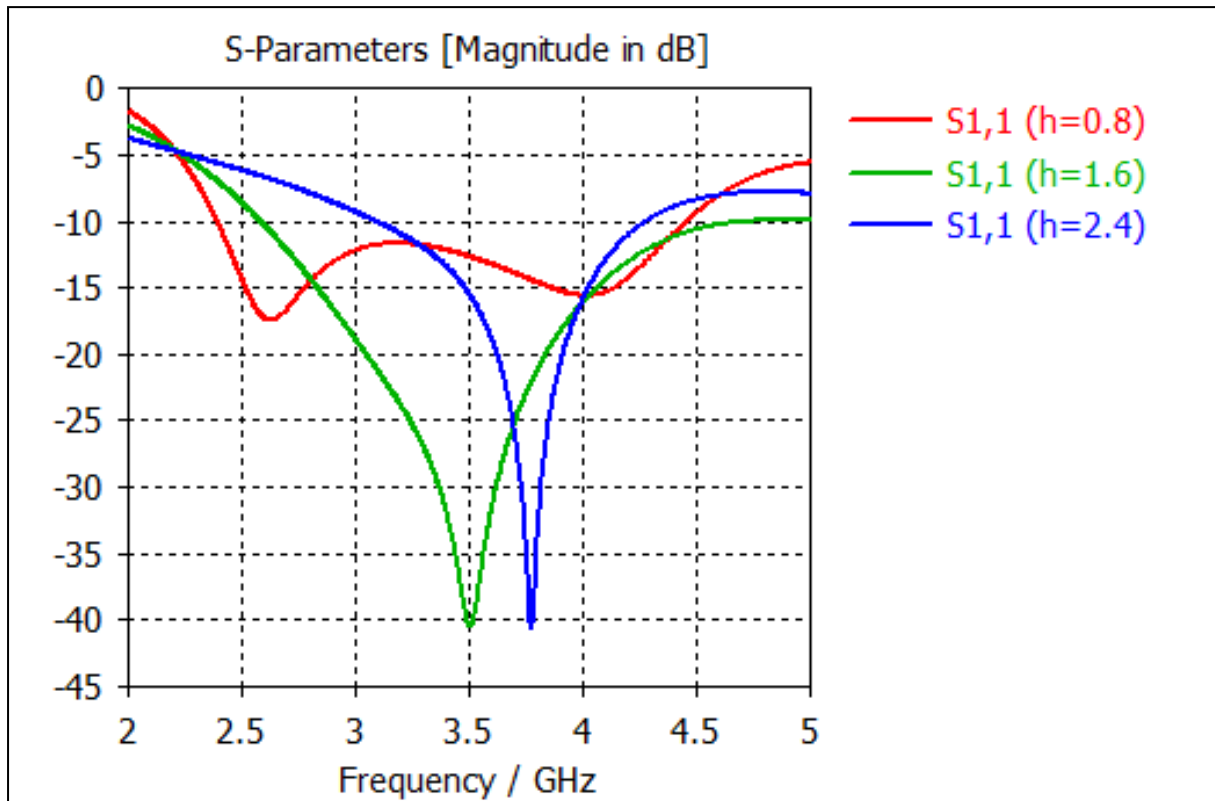


Figure III.19 : Effet des rayons (a) et (b) du patch .

Nous remarquons qu'une diminution du rayon (a) du patch entraîne une augmentation de la fréquence de résonance et de la bande passante. Aussi la diminution du rayon (b) entraîne une augmentation de la fréquence de résonance et la bande passante. Nous constatons que la variation des paramètres (a) et (b) du patch à la même influence dans les deux cas.

### III.14.2 Effet de l'épaisseur h du substrat



**Figure III.20** : Effet de l'épaisseur h du substrat.

Nous constatons que l'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne la diminution de la fréquence de résonance et l'augmentation de la bande passante de l'antenne.

### III.14.3 Effet de la largeur $W_f$ du microstrip

Comme le montre la figure III.21, l'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne la diminution de la fréquence de résonance

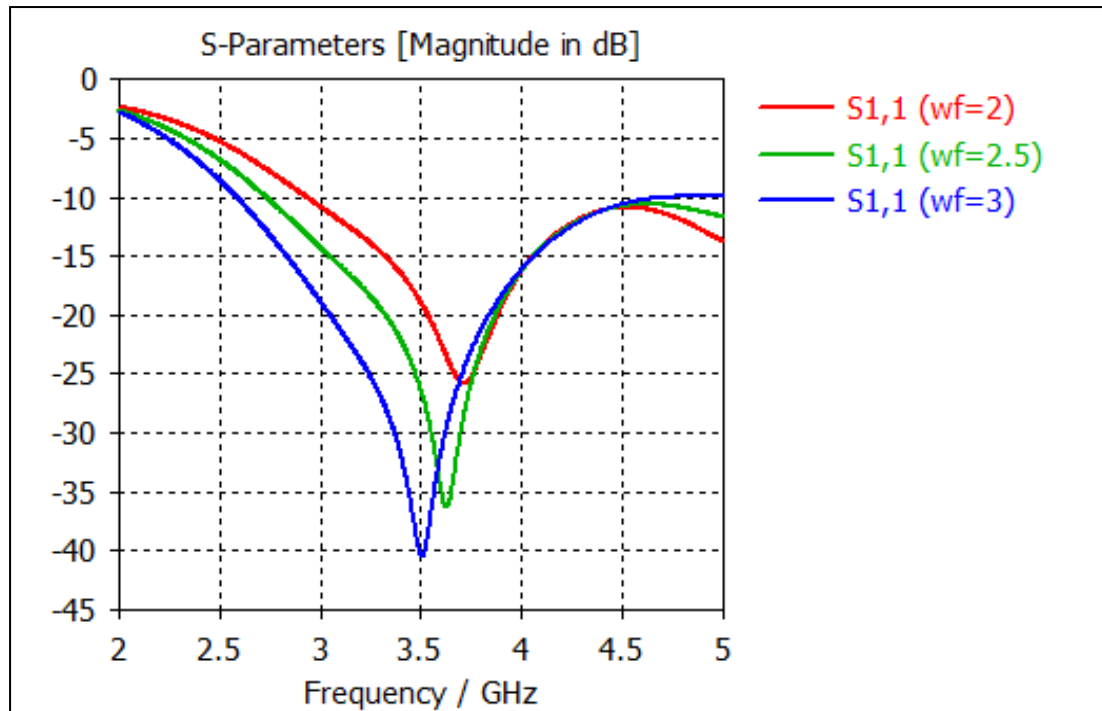


Figure III.21 : Effet de la largeur  $W_f$  du microstrip.

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous proposons deux systèmes multi-antennes pour les applications sans fil 5G avec diversité. Ces systèmes sont composés de deux antennes elliptiques, respectivement, avec des techniques de neutralisation et de découplage DGS. En effet, l'insertion d'une ligne de neutralisation entre les deux éléments d'un système multi-antennes ainsi que la gravure de fentes rectangulaires et en forme de L sur le plan de masse (DGS) de ce système permet une réduction du couplage mutuel et assure ainsi une meilleure isolation entre les éléments qui le constituent. De plus, l'utilisation de ces deux techniques d'isolation permet d'obtenir des performances de diversité et garantit une amélioration des caractéristiques globales de rayonnement du système multi-antennes. Cela semble très intéressant compte tenu de la simplicité, du faible coût, du peu d'espace occupé et de l'efficacité des solutions proposées. Cela peut être très approprié pour les dispositifs d'applications sans fil connectés 5G.

## **Conclusion général**

Depuis l'introduction du concept Massive MIMO il y a quelques années, il a atteint de nouveaux sommets chaque année. Il est devenu l'un des nécessités des recherches grâce à ses immenses avantages dans la normalisation 5G. Dans cette mémoire on a fait l'étude et conception d'un système d'antenne avec diversité dans la bande sub 6GHz pour les applications 5G pour atteindre des haut performances.

Cette étude a été répartie sur trois parties deux parties théoriques et une partie simulation avec le logiciel CST.

Les deux premières parties ont été consacrées pour faire une représentation générale sur les réseaux mobiles 5G et les performances d'une antenne. On a vu dans la première partie que la 5G va faciliter notre vie d'une façon exceptionnelles avec ses grandes avantages et performances autre part ces performance nécessite une antenne bien optimiser et développer ce que on a vue dans la deuxième partie .Une antenne et influencer par des différents paramètres ce que nécessite une optimisation de ces paramètres.

La dernière partie on abordé la conception et l'étude de l'antenne grâce au logiciel CST qui nous a aidé de faire une simulation sur une antenne patch qui nous a permis de faire des différents optimisations et études pour avoir un résultat qui nous a permis de fabriquer une antenne MIMO large band.

On peut conclure de ce travail que cette technologie est prometteuse avec tous ces avantages :

- Une couverture précise grâce à la technologie de formation de faisceaux 3D, permettant aux opérateurs de répondre à la demande croissante de connectivité 5G.
- Augmente de débit de données de pointe et le débit par utilisateur.
- Des grands réseaux d'antennes aux stations de base.
- Un grand nombre d'utilisateurs simultanés est pris en charge.
- Un meilleur rapport signal-interférence-bruit (SINR) .
- Une meilleure efficacité spectrale .
- Le brouillage intercellulaire est également réduit en envoyant un flux de signal ciblé à des utilisateurs spécifiques au lieu de diffuser un signal Massive.

**Bibliographie**

[1] Fundamentals of 5G Mobile Networks, First Edition. Edited by Jonathan Rodriguez. © 2015 John Wiley & Sons, Ltd. Published 2015 by John Wiley & Sons, Ltd.

[2] Björnson, Emil, Jakob Hoydis, and Luca Sanguinetti. "Massive MIMO networks: Spectral, energy, and hardware efficiency." Foundations and Trends® in Signal Processing 11.3-4 (2017): 154-655.

[3] Fundamentals of Mobile Data Networks, Guowang Miao, Jens Zander, Ki Won Sung and Slimane Ben Slimane Frontmatter Cambridge University Press . ISBN 978-1107143210.

[4] [http://www.telecom.ulg.ac.be/teaching/notes/total1/elen008/node161\\_mn.html](http://www.telecom.ulg.ac.be/teaching/notes/total1/elen008/node161_mn.html)

[5] 5G NR Architecture, Technology, Implementation, and Operation of 3GPP New Radio Standards, Sassan Ahmadi

[6] M. H. Abu Saada « Design Of Efficient Millimeter Wave Planar Antennas For 5g Communication Systems » Mémoire de Master, Université Islamique de Gaza 2017.

[7] <https://www.5gitaly.eu/2018/wp-content/uploads/2019/01/5G-Italy-White-eBook-Functional-architecture.pdf>

[8] <https://www.carritech.com/news/5g-spectrum/>

[9] [5G Use Cases and Industry Applications \(intel.com\)](#)

[10] 5G Wireless Systems Simulation and Evaluation Techniques by Yang Yang , Jing Xu , Guang Shi , Cheng-Xiang Wang

[11] 5G mobile and wireless communications technology / [edited by] Afif Osseiran, Ericsson, Jose F. Monserrat, Polytechnic University of Valencia, Patrick Marsch, Nokia Networks.

[12] C. A. Balanis, "Antenna Theory: A Review," *Proc. IEEE*, Vol. 80, No. 1, pp. 7–23, January 1992.

[13] W. R. Scott Jr., "A General Program for Plotting Three-dimensional Antenna Patterns," *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, pp. 6–11, December 1989.

[14] Antenna Theory Analysis and Design, 3rd Edition by Constantine A. Balanis

- [15] J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill, New York, 1988.
- [16] J. D. Kraus, *Radio Astronomy*, McGraw-Hill Book Co., 1966
- [17] A. Z. Elsherbeni and C. D. Taylor Jr., “Interactive Antenna Pattern Visualization,” Software Book in Electromagnetics, Vol. II, Chapter 8, CAEME Center for Multimedia Education, University of Utah, pp. 367–410, 1995.
- [18] A. Z. Elsherbeni and P. H. Ginn. “Interactive Analysis of Antenna Arrays,” Software Book in Electromagnetics, Vol. II, Chapter 6, CAEME Center for Multimedia Education, University of Utah, pp. 337–366, 1995.
- [19] J. Romeu and R. Pujol, “Array,” Software Book in Electromagnetics, Vol. II, Chapter 12, CAEME Center for Multimedia Education, University of Utah, pp. 467–481, 1995.
- [20] C.-T. Tai and C. S. Pereira, “An Approximate Formula for Calculating the Directivity of an Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-24, No. 2, pp. 235–236, March 1976.
- [21]. N. A. McDonald, “Approximate Relationship Between Directivity and Beamwidth for Broadside Collinear Arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-26, No. 2, pp. 340–341, March 1978.
- [22]. D. M. Pozar, “Directivity of Omnidirectional Antennas,” *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, Vol. 35, No. 5, pp. 50–51, October 1993.
- [23] G. A. Deschamps, “Microstrip Microwave Antennas,” Presented at the Third USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [24] H. Gutton and G. Baissinot, “Flat Aerial for Ultra High Frequencies,” French Patent No. 703 113, 1955.
- [25] D. M. Pozar, “Microstrip Antennas,” *Proc. IEEE*, Vol. 80, No. 1, pp. 79–81, January 1992.
- [26] N. K. Uzunoglu, N. G. Alexopoulos, and J. G. Fikioris, “Radiation Properties of Microstrip Dipoles,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-27, No. 6, pp. 853–858, November 1979.
- [27] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, Dedham, MA, 1980.



[28] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.

[29] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, 1989.

[30] R. J. Mailloux, "On the Use of Metallized Cavities in Printed Slot Arrays with Dielectric Substrates," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-35, No. 5, pp. 477–487, May 1987.

[31] L. Douchet, M. Sauzeix, S. Tisserant, « Electronique MP », 2007.

[32] A. Choumane, Synthesis of a Propagation Channel by Multi-Antenna System for the Characterization of Mobile Terminals with Diversity, [Ph.D. thesis], Limoges, France, 2011.