

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8 Mai 1945-Guelma  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



## **Mémoire de fin d'étude** **Pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : **Sciences et Technologie**  
Filière : **Télécommunications**  
Spécialité : **Systèmes des Télécommunications**

---

**Optimisation des paramètres de l'antenne d'émission pour améliorer  
le transfert d'énergie sans fil vers les dispositifs médicaux  
implantables**

---

Présenté par :

-----  
**MESSAOUDIA  
HAYDAR**  
-----

Sous la direction de :  
**Pr. CHAABANE ABDELHALIM**

Juin 2025

سبحان الله العظيم  
الحمد لله رب العالمين  
صلى الله عليه وسلم  
آلِهِ الطيبين الطاهرين  
الطاهرين

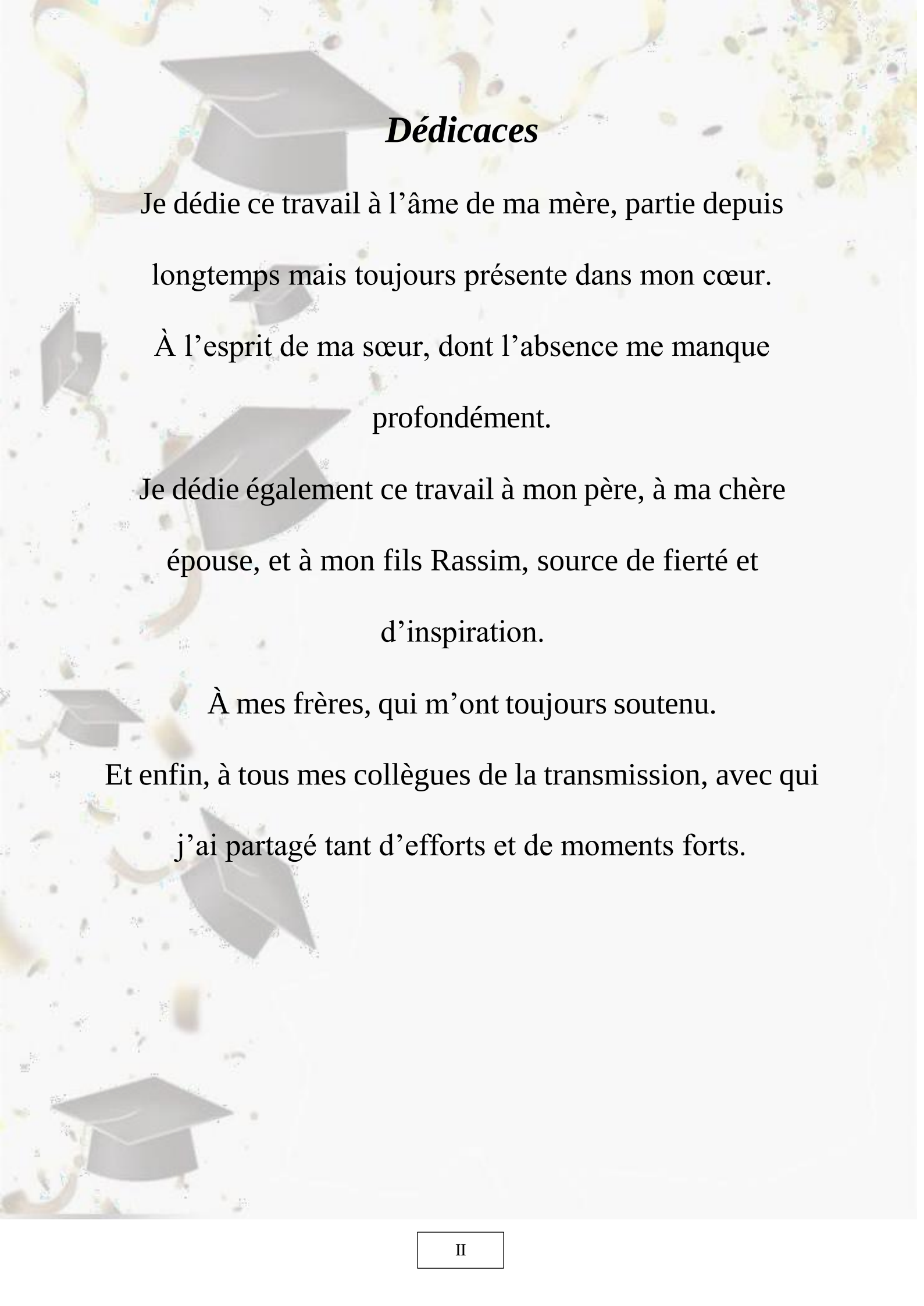
# Remerciement

*Nous tenons à remercier avant tout DIEU " ﷻ " le tout puissant qui nous a donné durant toutes ces années la santé, la volonté, le courage et la foi.*

*Nous tenons tout d'abord à remercier notre encadreur de mémoire, Pr. A. CHAABANE qui a suivi attentivement et activement la progression de notre travail.*

*Nos profonds respects et remerciements vont également au membre de jury Pr. A. Boualleg et Dr. S. Saidani pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de juger ce travail.*

*Nos remerciements vont également à tous les enseignants du département de télécommunications de l'université de Guelma et également à tout le personnel du Laboratoire de l'institut Télécommunications pour leurs gentillesse.*

The background of the page is decorated with a light, airy pattern of small, colorful confetti dots and several grey graduation caps (mortarboards) scattered across the space. The caps are positioned at various angles, some appearing to float or fall. The overall color palette is soft, with pastel pinks, blues, and yellows, creating a celebratory and academic atmosphere.

## *Dédicaces*

Je dédie ce travail à l'âme de ma mère, partie depuis longtemps mais toujours présente dans mon cœur.

À l'esprit de ma sœur, dont l'absence me manque profondément.

Je dédie également ce travail à mon père, à ma chère épouse, et à mon fils Rassim, source de fierté et d'inspiration.

À mes frères, qui m'ont toujours soutenu.

Et enfin, à tous mes collègues de la transmission, avec qui j'ai partagé tant d'efforts et de moments forts.



*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon collègue,  
mon frère et mon ami , **Dr Mohammed Guerroui**  
pour son aide précieuse , son soutien constant  
et ses idées éclairées  
tout au long de ce travail.*

*Je remercie le **Pr A. Boualleg** et le **Dr A. Khalfelaoui**  
pour leur disponibilité, la pertinence de leurs conseils  
et ET le temps qu'ils m'ont généreusement consacré.*

*Mes remerciements s'adressent aussi à toutes  
les personnes du laboratoire  
pour leur patience, leur accompagnement  
et qu'elles m'ont apporté.*

*Class of*  
**2025**

## Résumé

Ce mémoire de recherche explore la conception et la caractérisation d'antennes spécifiquement adaptées aux systèmes de Transfert d'Énergie Sans Fil (WPT) pour des applications médicales. L'utilisation de ces systèmes WPT est cruciale pour diverses applications, qu'il s'agisse d'implants biomédicaux (Dispositifs Médicaux Implantables (DMI)), de dispositifs portables sur le corps ou d'applications environnementales. Le travail se concentre sur l'étude des caractéristiques spécifiques et l'optimisation d'une antenne imprimée, opérant dans la bande de fréquence ISM [2.4-2.5] GHz. L'antenne est alimentée par une ligne d'impédance adaptée à  $50\ \Omega$  et une sonde coaxiale, dans le but d'offrir un rayonnement optimal, une taille compacte et un coût de fabrication limité. Les performances de l'antenne ont été évaluées par des simulations numériques approfondies utilisant le logiciel CST Microwave Studio. L'objectif principal de ce projet est de concevoir, optimiser et fabriquer une antenne qui démontre d'excellentes performances de transmission et de réception, tout en étant parfaitement adaptée aux exigences rigoureuses des environnements DMI.

**Mots-clés :** Antennes imprimées, Transfert d'Énergie Sans Fil (WPT), Bande ISM, Dispositifs Médicaux Implantables (DMI).

## **Abstract**

This research paper explores the design and characterization of antennas specifically adapted to Wireless Energy Transfer (WPT) systems for medical applications. The use of these WPT systems is crucial for various applications, whether it be biomedical implants (Implantable Medical Devices (IMD)), wearable body devices or environmental applications. The work focuses on the study of the specific characteristics and optimization of a printed antenna, operating in the ISM [2.4-2.5] GHz frequency band. The antenna is fed by an impedance line adapted to  $50\ \Omega$  and a coaxial probe, in order to offer optimal radiation, compact size and limited manufacturing cost. The performance of the antenna was evaluated through extensive numerical simulations using CST Microwave Studio software. The main objective of this project is to design, optimize and manufacture an antenna that demonstrates excellent transmission and reception performance, while being perfectly adapted to the rigorous requirements of DMI environments.

**Keywords:** Printed Antennas, Wireless Energy Transfer (WPT), ISM Band, Implantable Medical Devices (IMD).

## ملخص

يكشف هذا العمل عن تصميم وتوصيف الهوائيات التي تم تكييفها خصيصًا لأنظمة نقل الطاقة اللاسلكية (WPT) للتطبيقات الطبية. يُعد استخدام أنظمة WPT هذه أمرًا بالغ الأهمية لمختلف التطبيقات، سواء كانت الغرسات الطبية الحيوية (الأجهزة الطبية القابلة للزرع (IMD) ، أو أجهزة الجسم القابلة للارتداء، أو التطبيقات البيئية. يركز العمل على دراسة الخصائص المحددة وتحسين الهوائي المطبوع، والذي يعمل في نطاق التردد [ 2.4–2.5 ] جيجا هرتز نطاق (ISM) يتم تغذية الهوائي بواسطة خط مقاومة يتكيف مع 50 أوم ومسبار متحد المحور، من أجل توفير الإشعاع الأمثل، والحجم الصغير، وتكلفة التصنيع المحدودة. تم تقييم أداء الهوائي من خلال عمليات محاكاة عددية واسعة النطاق باستخدام برنامج CST Microwave Studio. الهدف الرئيسي من هذا المشروع هو تصميم وتحسين وتصنيع هوائي يُظهر أداءً ممتازًا للإرسال ونقل الطاقة اللاسلكية، مع تكييفه تمامًا مع المتطلبات الصارمة لبيئات DMI.

**الكلمات المفتاحية:** الهوائيات المطبوعة، نقل الطاقة اللاسلكية (WPT) ، نطاق (ISM) ، الأجهزة الطبية القابلة للزرع (DMI).

## Liste des symboles et des abréviations :

$\varepsilon$  : Permittivité électrique

$\varepsilon_0$  : la constante diélectrique de l'espace libre (F/m).

$\varepsilon'$  : Partie réelle de la permittivité relative.

$\varepsilon''$  : Partie imaginaire de la permittivité relative (pertes diélectriques).

$\varepsilon_r$  : La permittivité relative

$\vec{B}$  : le champ magnétique.

$\vec{H}$  : l'excitation magnétique.

$\sigma$  : Conductivité.

$e_0$  : l'efficacité totale.

$e_a$  : l'efficacité d'adaptation.

$e_c$  : l'efficacité de conduction.

$e_d$  : l'efficacité diélectrique.

$Z_{en}$  : l'impédance d'entrée.

$Z$  : l'impédance caractéristique.

$Q$  : facteur de qualité.

$(\theta, \Phi)$  : La directivité.

$(\theta, \Phi)$  : Le gain.

.

**2D** Two Dimension

**3D** Three Dimension

**ISM** Industrial, Scientific and Medical

**RF** Radio Frequency

**SAR** Specific Absorption Rate

**E-field** Electric Field

**VSWR** Voltage Standing Wave Ratio

**CST** Computer Simulation Technology

**dB** Decibel

**WBAN** Wireless Body Area Networks

**FCC** Federal Communications Commission

**ERC** European Research Council

**MICS** Medical Implant Communication Service

**ERP** Enterprise Resource Planning

**ANT** Antenna

**ECG** Electrocardiogram

**ISO** International Organization for Standardization

**IEEE** Institute of Electrical and Electronics Engineers

**EMC/EMI** Electromagnetic Compatibility/Electromagnetic Interference

**DMI** les dispositifs médicaux implantables

## Sommaire

|                                             |      |
|---------------------------------------------|------|
| Remerciement .....                          | I    |
| Dédicace.....                               | II   |
| Résumé .....                                | III  |
| Abstract .....                              | IV   |
| ملخص.....                                   | V    |
| Table de matières.....                      | X    |
| Liste des figures .....                     | XV   |
| Liste des symboles et des abréviations..... | XVI  |
| List de tableau.....                        | XVII |
| Introduction Générale .....                 | 1    |

### Chapitre I : La télémédecine

|                                                                           |    |
|---------------------------------------------------------------------------|----|
| I. Introduction.....                                                      | 4  |
| I.1 Exemples d'implants biomédicaux .....                                 | 5  |
| I.2 Antenne Implantable .....                                             | 7  |
| I.3.1 Le corps humain .....                                               | 8  |
| I.3.1.1 Les propriétés électromagnétiques du tissu humain.....            | 8  |
| I.3.1.2 Permittivité électrique ( $\epsilon$ en F/m).....                 | 9  |
| I.3.1.3 Perméabilité magnétique ( $\mu$ en H/m).....                      | 10 |
| I.3.1.4 Conductivité ( $\sigma$ en S/m).....                              | 10 |
| I.3.1.5 La dispersion et l'atténuation.....                               | 10 |
| I.3.1.6 Le corps humain et les sources de champs électromagnétiques ..... | 10 |
| I.3.1.7 L'imagerie micro-onde active.....                                 | 11 |
| I.3.2 Surveillance de la santé.....                                       | 11 |
| I.3.2.1 Médecine sans fil .....                                           | 11 |
| I.3.2.2 Télémédecine .....                                                | 12 |
| I.3.2.3 Numérisation de la santé.....                                     | 13 |
| I.3.2.4 Données biophysiques.....                                         | 14 |
| I.3.2.5 WBAN (Wireless Body Area Network) .....                           | 14 |
| I.3.2.6 Les DMI.....                                                      | 16 |
| I.3.2.6.1 Implant Pacemaker.....                                          | 17 |
| I.3.2.6.2 Implant Cochléaire .....                                        | 18 |
| I.3.2.6.3 Dosimètre in vivo.....                                          | 18 |
| Conclusion .....                                                          | 19 |

## Chapitre II : Les antennes imprimées

|                                                               |           |
|---------------------------------------------------------------|-----------|
| II. Introduction.....                                         | 21        |
| II.1 Généralités sur les antennes .....                       | 21        |
| II.1.1 Définition.....                                        | 21        |
| II.1.2 Propriétés et caractéristiques des antennes .....      | 22        |
| II.1.2.1 Caractéristiques électriques .....                   | 23        |
| a. Impédance d'entrée de l'antenne .....                      | 23        |
| b. Coefficient de réflexion.....                              | 23        |
| c. Taux d'onde stationnaire .....                             | 24        |
| d. Bande passante .....                                       | 24        |
| II.1.2.2 Caractéristiques de rayonnement .....                | 25        |
| a. Diagramme de rayonnement.....                              | 25        |
| b. les zones de rayonnements .....                            | 27        |
| c. Puissance rayonnée par une antenne.....                    | 29        |
| d. Directivité et gain d'une antenne.....                     | 30        |
| e. Polarisation d'une antenne.....                            | 31        |
| f. Rapport axial.....                                         | 31        |
| II.2 Les antennes imprimées.....                              | 31        |
| II.2.1 Description d'une antenne imprimée .....               | 32        |
| II.2.2 Avantages et limitations des antennes imprimées .....  | 33        |
| II.2.3 Applications des antennes imprimées.....               | 34        |
| II.2.4 Techniques d'alimentation des antennes imprimées ..... | 34        |
| II.2.5 Méthodes d'analyse .....                               | 38        |
| II.3 Méthodes d'analyses .....                                | 38        |
| <b>Conclusion .....</b>                                       | <b>43</b> |

## Chapitre III : Simulation et résultats

|                                                         |    |
|---------------------------------------------------------|----|
| III.1 Introduction.....                                 | 45 |
| III.2 Définition du logiciel CST Microwave Studio ..... | 45 |
| III.3 Description générale de l'interface CST .....     | 45 |
| III.4 La géométrie de l'antenne d'émission .....        | 47 |
| III.4.1 Les étapes de conception .....                  | 48 |
| III.4.2 Dimensions de l'antenne finale .....            | 53 |

|                                                                                   |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------|----|
| III.5 Simulation de l'antenne d'émission sur CST .....                            | 50 |
| III.5.1 Coefficient de réflexion S11 .....                                        | 50 |
| III.5.2 Diagramme de rayonnement .....                                            | 51 |
| III.5.3 Gain.....                                                                 | 52 |
| III.5.4 VSWR.....                                                                 | 52 |
| III.5.5 Impédance Z11 .....                                                       | 53 |
| III.6 La géométrie de l'antenne de réception .....                                | 53 |
| III.6.1 Étapes de conception.....                                                 | 54 |
| III.6.2 Dimensions de l'antenne finale .....                                      | 55 |
| III.7 Simulation de l'antenne de réception sur CST .....                          | 56 |
| III.7.1 Coefficient de réflexion S11 .....                                        | 56 |
| III.7.2 Gain.....                                                                 | 56 |
| III.7.3 Diagramme de rayonnement .....                                            | 57 |
| III.7.4 VSWR .....                                                                | 57 |
| III.7.5 Impédance Z11.....                                                        | 58 |
| III.8 Antenne implantée sous la peau d'un être humain.....                        | 58 |
| III.8.1 Simulation de l'antenne implantée .....                                   | 59 |
| III.8.2 Caractérisation du lien WPT sans Métamatériau (MTM) .....                 | 59 |
| III.8.2.1 Coefficient de réflexion S11 (sans MTM) .....                           | 60 |
| III.8.2.2 Coefficient de transmission S21 .....                                   | 61 |
| III.8.3 Caractérisation du lien WPT avec Métamatériau (MTM) .....                 | 61 |
| III.8.3.1 Géométrie et conception du Métamatériau (MTM) .....                     | 61 |
| III.8.3.2 Coefficient de transmission S21 .....                                   | 62 |
| III.8.3.3 Coefficient de réflexion S11 .....                                      | 63 |
| III.8.3.4 Coefficient de réflexion S11 (avec MTM) .....                           | 64 |
| III.8.3.5 Coefficient de transmission S21 .....                                   | 64 |
| III.8.4 Valeur du SAR.....                                                        | 65 |
| III.9 Réalisation de l'antenne .....                                              | 66 |
| III.9.1 Description de la machine LPKF et du logiciel Circuit ProtoMat S103 ..... | 66 |
| III.9.2 Le modèle d'antenne réalisé.....                                          | 67 |
| a) Antenne d'émission (TX) .....                                                  | 67 |
| b) Antenne de réception (RX).....                                                 | 67 |
| III.9.3 Connecteur SMA.....                                                       | 67 |

|                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------|----|
| III.10 Mesures expérimentales .....                                   | 68 |
| III.10.1 Analyseur de réseau vectoriel ZNB20.....                     | 68 |
| III.10.2 Mesure du coefficient de réflexion S11 de l'antenne TX ..... | 69 |
| III.10.3 Mesure de l'impédance Z11 de l'antenne TX .....              | 70 |
| III.10.4 Mesure du coefficient de réflexion S11 de l'antenne RX ..... | 71 |
| III.10.5 Mesure de l'impédance Z11 de l'antenne RX .....              | 71 |
| III.11 Conclusion.....                                                | 75 |
| Références et bibliographie .....                                     | 78 |

## Liste des figures

### Les Figures de Chapitre I

|                                                                                                              |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure (I.1) :</b> Rayonnement d'une antenne .....                                                        | 5  |
| <b>Figure (I.2) :</b> Le Schéma équivalent du dispositif à l'émission .....                                  | 6  |
| <b>Figure (I.3) :</b> Représentation en quadripôle .....                                                     | 6  |
| <b>Figure (I.4) :</b> Définition de la bande passante .....                                                  | 8  |
| <b>Figure (I.5) :</b> Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne .....                         | 9  |
| <b>Figure (I.6) :</b> Les modèles de rayonnement d'une antenne .....                                         | 9  |
| <b>Figure (I.7) :</b> Angle d'ouverture d'une antenne .....                                                  | 10 |
| <b>Figure (I.8) :</b> Les zones de rayonnements d'une antenne .....                                          | 10 |
| <b>Figure I.9 :</b> Les zones de rayonnements d'une antenne .....                                            | 11 |
| <b>Figure (I.10) :</b> Puissance rayonnée par une antenne dans une direction quelconque .....                | 12 |
| <b>Figure (I.11) :</b> Différentes types de polarisation d'une antenne.....                                  | 14 |
| <b>Figure (I.12) :</b> Structure de base d'une antenne imprimée.....                                         | 15 |
| <b>Figure (I.13) :</b> Les différentes formes d'une antenne imprimée.....                                    | 16 |
| <b>Figure (I.14) :</b> Alimentation par ligne microruban .....                                               | 18 |
| <b>Figure (I.15) :</b> Alimentation par ligne coaxial .....                                                  | 18 |
| <b>Figure (I.16) :</b> Alimentation couplée par ligne microruban .....                                       | 19 |
| <b>Figure (I.17) :</b> Alimentation couplée par fente .....                                                  | 20 |
| <b>Figure (I.18) :</b> Alimentation par ligne guide d'onde coplanaire .....                                  | 20 |
| <b>Figure (I.19) :</b> Distribution des charges et densité du courant sur une antenne microruban.....        | 21 |
| <b>Figure (I.20) :</b> Distribution de la composante verticale du champ électrique en mode fondamental ..... | 21 |
| <b>Figure (I.21) :</b> Principe du modèle de la ligne de transmission.....                                   | 22 |
| <b>Figure (I.22) :</b> Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de La cavité.....   | 23 |
| <b>Figure (I.23) :</b> Volume de calcul et cellule élémentaire.....                                          | 24 |

## **Les Figures de Chapitre II :**

|                                                                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure. II.1:</b> Principe d'une liaison radioélectrique.....                                                   | 24 |
| <b>Figure.II.2 :</b> Différentes zones de rayonnement .....                                                        | 26 |
| <b>Figure.II.3 :</b> Antenne en mode émetteur .....                                                                | 28 |
| <b>Figure.II.4 :</b> Polarisation d'une onde électromagnétique .....                                               | 31 |
| <b>Figure.II.5 :</b> Différents types des liaisons .....                                                           | 32 |
| <b>Figure.II.6 :</b> Couverture en fonction des diagrammes de rayonnement d'antennes dans le plan horizontal ..... | 33 |
| <b>Figure.II.7 :</b> Configuration de l'antenne filaire.....                                                       | 33 |
| <b>Figure.II.8 :</b> Représentation de quelques antennes filaires.....                                             | 33 |
| <b>Figure.II.9 :</b> Illustrations de quelques réseaux d'antennes .....                                            | 36 |
| <b>Figure.II.10 :</b> Lentilles diélectriques .....                                                                | 37 |
| <b>Figure.II.11 :</b> Antennes diélectriques type cigare.....                                                      | 37 |
| <b>Figure.II.12 :</b> Structure d'une antenne Yagi .....                                                           | 37 |
| <b>Figure. II. 13 :</b> Géométrie d'une antenne Patch .....                                                        | 37 |
| <b>Figure. II. 14 :</b> les formes les plus courantes d'antennes patch.....                                        | 38 |
| <b>Figure. II. 15 :</b> Rayonnement d'une antenne planaire .....                                                   | 40 |
| <b>Figure. II. 16 :</b> Alimentation par ligne micro-ruban.....                                                    | 41 |
| <b>Figure. II. 17 :</b> Type de la ligne micro ruban.....                                                          | 41 |
| <b>Figure. II. 18 :</b> Alimentation par ligne coaxial .....                                                       | 42 |
| <b>Figure. II. 19 :</b> Alimentation couplée par ligne microruban.....                                             | 42 |
| <b>Figure. II. 20 :</b> Alimentation couplée par fente .....                                                       | 43 |
| <b>Figure. II. 21 :</b> Vue en coupe d'une ligne coplanaire.....                                                   | 44 |
| <b>Figure. II. 22 :</b> Représentation des modes de propagation d'une ligne coplanaire.....                        | 44 |

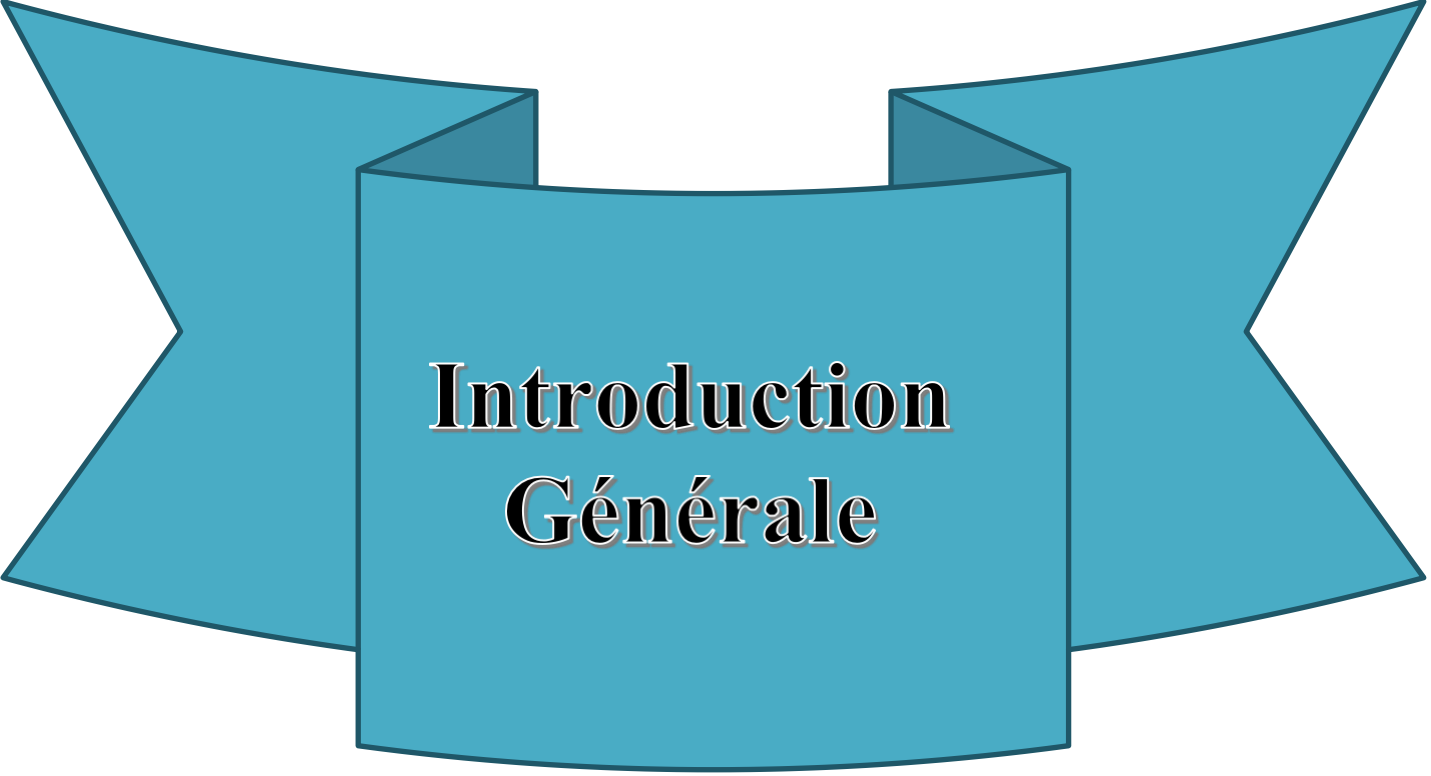
### Les Figures de Chapitre III :

|                                                                                                  |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure III. 1 :</b> L'interface du logiciel CST studio .....                                  | 51 |
| <b>Figure III. 2 :</b> Structure et dimensions de l'antenne (a) vue avant, (b) vue arrière ..... | 53 |
| <b>Figure III. 3 :</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne proposée.....              | 53 |
| <b>Figure III. 4 :</b> Les étapes nécessaires pour obtenir le meilleur résultat l'antenne .....  | 54 |
| <b>Figure III. 5 :</b> dimension d'antenne final.....                                            | 55 |
| <b>Figure III. 6 :</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ d'antenne .....                         | 55 |
| <b>Figure III. 7 :</b> Diagramme de rayonnement d'antenne sur deux plans .....                   | 56 |
| <b>Figure III. 8 :</b> Le gain de l'antenne en fonction de la fréquence .....                    | 57 |
| <b>Figure III.9:</b> Le VSWR de l'antenne en fonction de fréquence .....                         | 57 |
| <b>Figure III. 10 :</b> L'impédance $Z_{11}$ d'antenne en fonction de fréquence.....             | 58 |
| <b>Figure III. 11 :</b> antenne patch de forme anneaux .....                                     | 59 |
| <b>Figure III. 12 :</b> Les étapes de conception d'antenne .....                                 | 59 |
| <b>Figure III. 13 :</b> les coefficients des réflexions des antennes proposées .....             | 60 |
| <b>Figure III. 14 :</b> dimension d'antenne final.....                                           | 60 |
| <b>Figure III. 15 :</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ d'antenne.....                         | 61 |
| <b>Figure III. 16 :</b> Le gain de l'antenne en fonction de la fréquence .....                   | 61 |
| <b>Figure III. 17 :</b> Diagramme de rayonnement d'antenne sur (A) Plan E. (B) Plan H.....       | 62 |
| <b>Figure III. 18 :</b> Le VSWR de l'antenne en fonction de fréquence.....                       | 62 |
| <b>Figure III. 19 :</b> L'impédance $Z_{11}$ d'antenne en fonction de fréquence .....            | 63 |
| <b>Figure III. 20 :</b> L'antenne implantée dans le modèle sous la peau d'un être humain.....    | 65 |
| <b>Figure III. 21 :</b> antenne TX positionné à une distance du fantôme .....                    | 65 |
| <b>Figure III. 22 :</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ (sans MTM) de système (TX et RX).....  | 65 |
| <b>Figure III. 23 :</b> Coefficient de Transmission $S_{21}$ de système (TX -RX).....            | 66 |
| <b>Figure III. 24 :</b> dimension MTM final.....                                                 | 67 |
| <b>Figure III. 25 :</b> Coefficient de Transmission $S_{21}$ de MTM.....                         | 67 |
| <b>Figure III. 26 :</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ de MTM.....                            | 68 |
| <b>Figure III. 27 :</b> MTM positionné à une distance entre TX et fantôme la peau .....          | 68 |
| <b>Figure III. 28 :</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ (avec MTM) de système (TX - RX) .....  | 69 |
| <b>Figure III. 29 :</b> Coefficient de Transmission $S_{21}$ avec MTM de système (TX -RX) .....  | 69 |
| <b>Figure III. 30 :</b> SAR d'antenne avec bras humain .....                                     | 70 |
| <b>Figure III. 31 :</b> la machine LPKF.....                                                     | 71 |
| <b>Figure III. 32 :</b> Antenne TX réalisé .....                                                 | 72 |
| <b>Figure III. 33 :</b> Antenne RX réalisé .....                                                 | 72 |

|                                                                                                 |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figure III. 34 :</b> les deux antenne réalisé avec le connecteur SMA .....                   | 73 |
| <b>Figure III. 35 :</b> les deux antenne réalisé sur l'analyseur de réseau vectoriel ZNB20..... | 74 |
| <b>Figure III. 36 :</b> coefficient de réflexion $S_{11}$ d'antenne TX simulée et mesurée.....  | 74 |
| <b>Figure III. 37 :</b> L'impédance $Z_{11}$ simulé et mesuré d'antenne TX .....                | 75 |
| <b>Figure III. 38 :</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ simulé et mesuré d'antenne Rx.....    | 76 |
| <b>Figure III. 39 :</b> L'impédance $Z_{11}$ simulé et mesuré d'antenne RX.....                 | 76 |

### Listes des tableaux

|                                                                                                   |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tableau 1 :</b> Propriétés diélectriques pour différents tissus en fonction de la fréquence... | 9  |
| <b>Tableau 2 :</b> Paramètres du modèle fantôme du bras humain à 2,45 GHz.....                    | 55 |
| <b>Tableau 3 :</b> Les paramètres d'antenne .....                                                 | 60 |
| <b>Tableau 4 :</b> Caractéristiques du modèle de fantôme à quatre couches (2,45 GHz.....          | 64 |
| <b>Tableau 5 :</b> Les paramètres de MTM .....                                                    | 67 |



# **Introduction Générale**

## Introduction Générale

Les avancées constantes des Technologies de l'Information et de la Communication (TIC) ont profondément transformé le secteur de la santé. La télémédecine, composante majeure de la e-santé, s'est imposée comme un levier stratégique pour améliorer l'accès aux soins, particulièrement dans les zones médicalement sous-dotées. Elle permet non seulement de faciliter les diagnostics à distance, mais aussi de renforcer la formation continue des professionnels de santé et de réduire leur isolement professionnel.

Au cœur de ces dispositifs numériques, les technologies de communication sans fil jouent un rôle fondamental. Parmi elles, les antennes assurent l'interface indispensable entre les signaux électriques transmis par les circuits électroniques et les ondes électromagnétiques rayonnées dans l'environnement. Utilisées dans des systèmes aussi variés que la radiodiffusion, la téléphonie mobile ou les satellites, les antennes sont également devenues incontournables dans le domaine biomédical, notamment pour les dispositifs médicaux implantables (DMI).

Contrairement à la télémédecine, dont le développement est relativement récent, la science des antennes trouve ses origines dans les travaux de James Clerk Maxwell en 1873, qui a unifié les théories de l'électricité et du magnétisme. Depuis l'introduction du concept d'antenne à micro-ruban par Deschamps en 1950, ce domaine a connu une évolution rapide, portée par l'émergence de nouveaux matériaux diélectriques et d'outils de simulation performants.

Dans le cadre des dispositifs médicaux implantables, la question de l'alimentation énergétique représente un défi majeur. L'utilisation de batteries pose des limites en termes de durée de vie, de biocompatibilité et de nécessité d'intervention chirurgicale pour leur remplacement. Le transfert d'énergie sans fil, via des antennes d'émission externes, apparaît alors comme une solution prometteuse, à condition que l'efficacité de ce transfert soit optimisée. Cela suppose une étude fine des paramètres électromagnétiques, géométriques et matériaux de l'antenne, en tenant compte des contraintes spécifiques du milieu biologique.

Le présent mémoire s'inscrit dans cette problématique et s'intitule :

« Optimisation des paramètres d'antenne d'émission pour améliorer le transfert d'énergie vers les dispositifs médicaux implantables »

L'objectif de ce travail est de concevoir, simuler, et valider une antenne biomédicale adaptée à

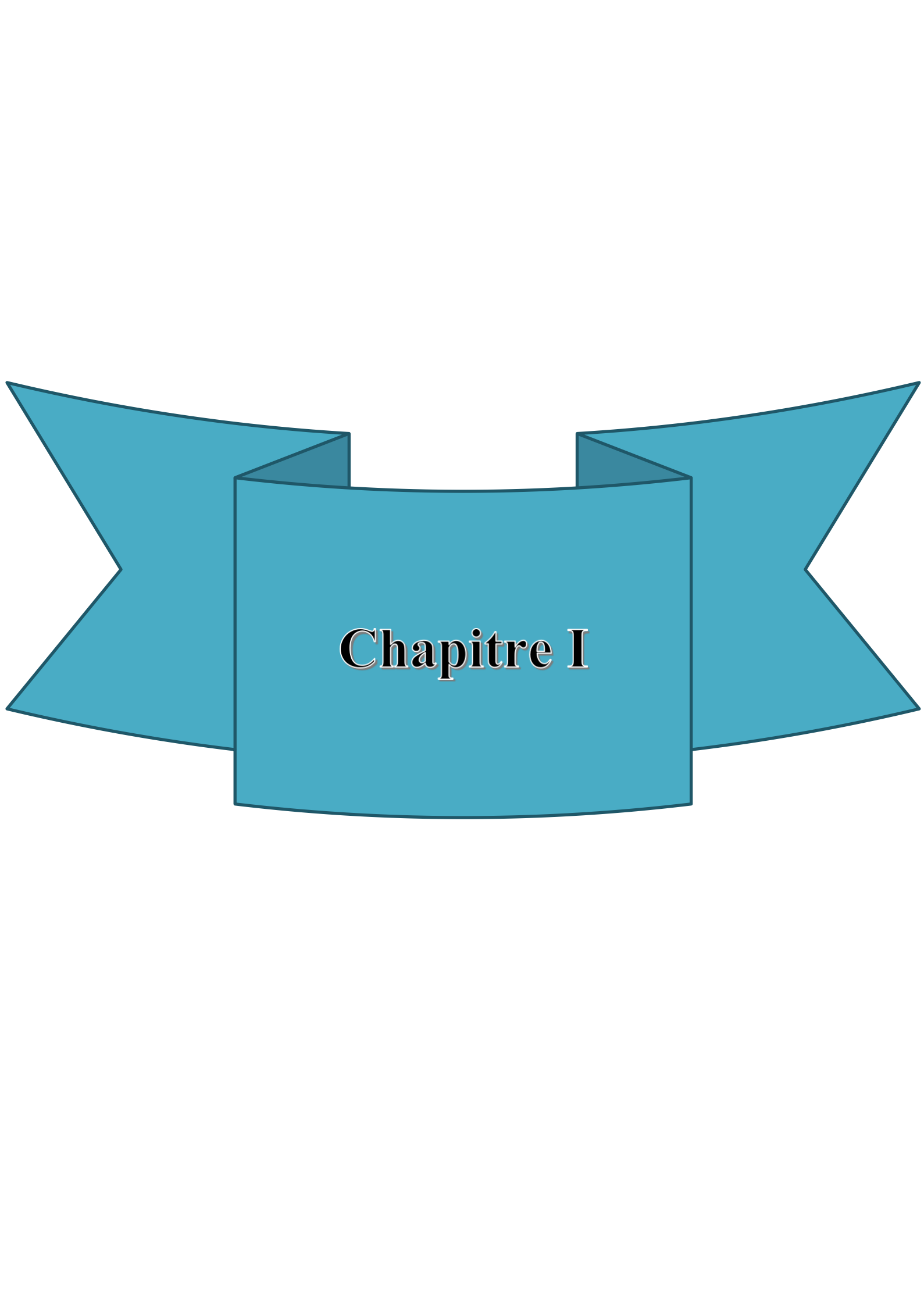
L'environnement corporel, capable de maximiser le couplage énergétique tout en respectant les normes de sécurité électromagnétique.

Les enjeux sont multiples : améliorer l'autonomie des DMI, réduire le besoin de chirurgies de maintenance, contribuer à une meilleure qualité des soins, et démontrer l'importance des antennes dans l'écosystème médical connecté. Une attention particulière sera portée à la validation numérique par le logiciel CST Microwave Studio, ainsi qu'à la confrontation des résultats de simulation avec des mesures expérimentales.

Ce mémoire est structuré comme suit :

- Chapitre 1 : État de l'art sur la télésanté et les dispositifs médicaux implantables, incluant définitions, enjeux, avantages et limitations.
- Chapitre 2 : Présentation des concepts fondamentaux des antennes, en mettant l'accent sur les antennes imprimées, leurs typologies, caractéristiques et méthodes de modélisation.
- Chapitre 3 : Conception, simulation et optimisation d'une antenne d'émission biomédicale, avec validation expérimentale.

Enfin, une **conclusion générale** viendra récapituler les résultats obtenus, les contributions apportées, et ouvrira des perspectives de recherche future.

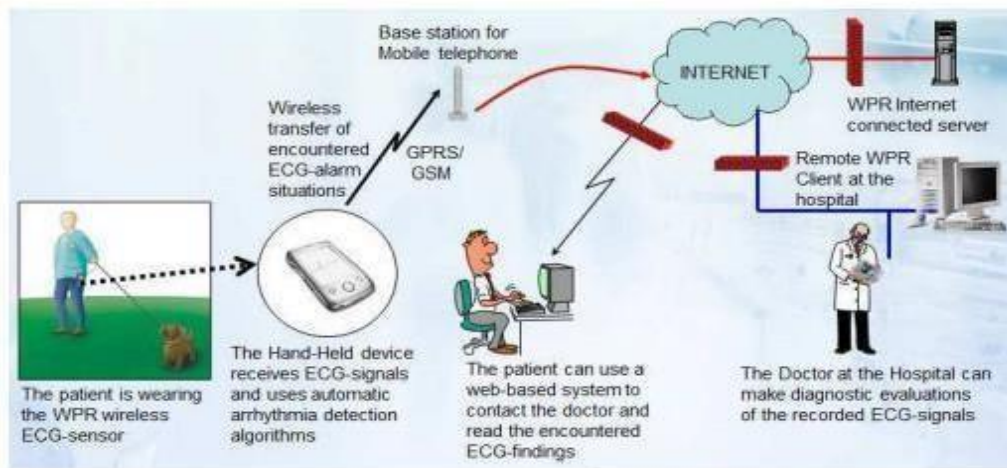
A blue ribbon banner with a central rectangular section and two flared ends. The text "Chapitre I" is centered on the banner in a black serif font with a thin red outline.

# Chapitre I

## I. Introduction :

Les progrès des technologies de l'information et de la communication ont facilité l'émergence de nouvelles formes de suivi de la santé des patients, que ce soit par le traitement numérique des données des patients ou par le suivi de la santé des patients ambulatoires. De plus, la miniaturisation des composants électroniques a permis la conception de dispositifs médicaux portables, permettant la collecte de données biophysiques en dehors de l'hôpital. Le dispositif assure une surveillance continue de la santé des patients en dehors de l'hôpital. Les patients bien équipés peuvent être assurés que les données recueillies permettent de compléter un diagnostic à leur sujet. Le nombre de dispositifs médicaux portables augmente, mais les données produites sont très diverses, tant au niveau de la fréquence de production, du format utilisé pour représenter les données, que de la qualité des données produites. Ainsi, pour un même type d'équipement, des différences importantes peuvent être observées. Les appareils portables ont généralement une interface de transport qui peut être utilisée pour transférer des données vers un serveur distant. Cependant, la technologie de transmission et les protocoles de communication utilisés varient d'un appareil à l'autre. [4]

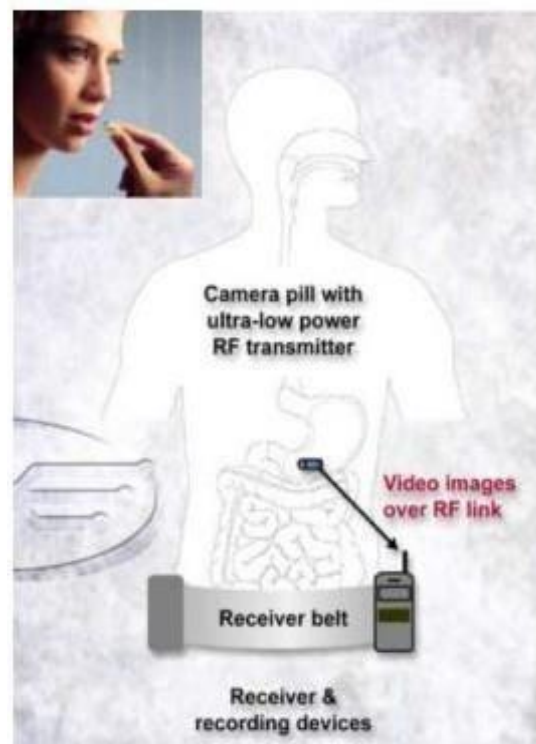
La technologie sans fil moderne et la miniaturisation des antennes et des composants électroniques jouent un rôle très important pour rendre possible la télémédecine. Les systèmes de transmission sans fil sont de plus en plus utilisés dans les applications biomédicales à l'intérieur et à l'extérieur du corps humain, pour le diagnostic médical et le suivi des traitements pour diverses applications. Ces systèmes comprennent des stimulateurs cardiaques, des défibrillateurs implantables et des capsules endoscopiques qui fonctionnent à l'intérieur du corps. Les moniteurs de fréquence cardiaque, de pression artérielle, de saturation en oxygène, de respiration et d'électrocardiogramme (ECG) sont des circuits médicaux portables qui fournissent une indication plus réaliste de l'état, montrant la santé du patient en temps réel. Des liaisons sans fil à courte portée peuvent connecter ces circuits médicaux non invasifs à des équipements de surveillance, améliorant ainsi le confort et la mobilité des patients et réduisant les coûts hospitaliers. La figure montre un exemple de système de surveillance ECG : les données du moniteur ECG seront transférées vers un système portable personnel (PDA), qui se connectera automatiquement au réseau mobile GPRS pour transmettre les signaux vitaux à un serveur, ce qui permettra aux médecins contrôler et diagnostiquer ces données.[2]



**Figure (I.1):** Les éléments principaux d'un système sans fil de contrôle de l'ECG [2].

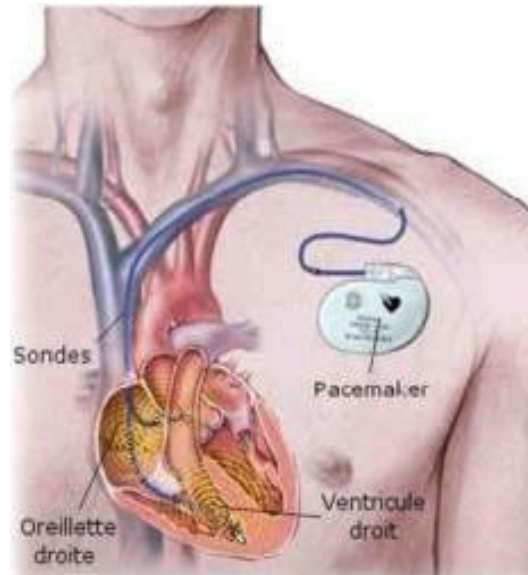
## I.1Exemples d'implants biomédicales

La figure 1.2 montre un système de capsule endoscopique sans fil ingérable qui permet le diagnostic et la surveillance de l'ensemble du système gastro-intestinal grâce à des images envoyées en temps réel. Le système pourrait remplacer l'endoscopie traditionnelle, moins confortable pour les patients et incapable d'examiner la majeure partie de l'intestin grêle.



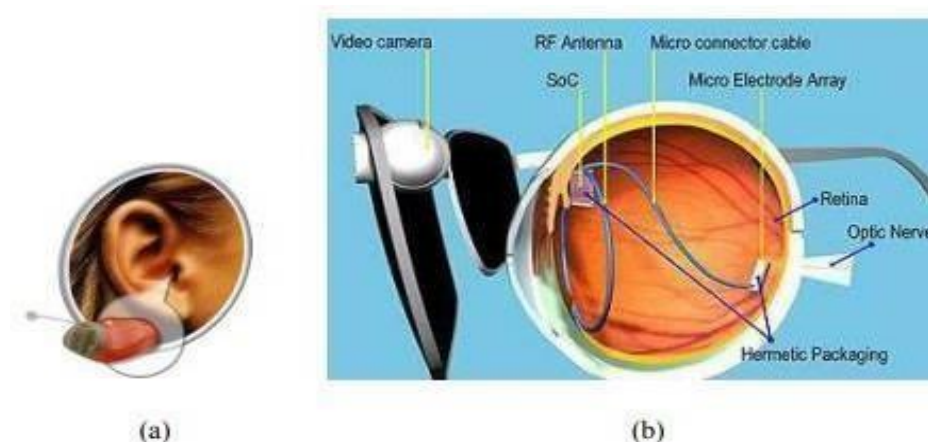
**Figure (I.2):** Système à capsule endoscopique ingérable [2].

La stimulation électrique d'un nerf provoque la contraction du muscle connecté à ce nerf, de sorte que la technologie sans fil a été utilisée pour produire des stimulateurs cardiaques implantables qui peuvent stimuler un cœur trop lent avec une sonde attachée, sauvant des milliers de vies chaque année.[15]



**Figure (I.3).** Implantation du stimulateur cardiaque dans le torse humain [2].

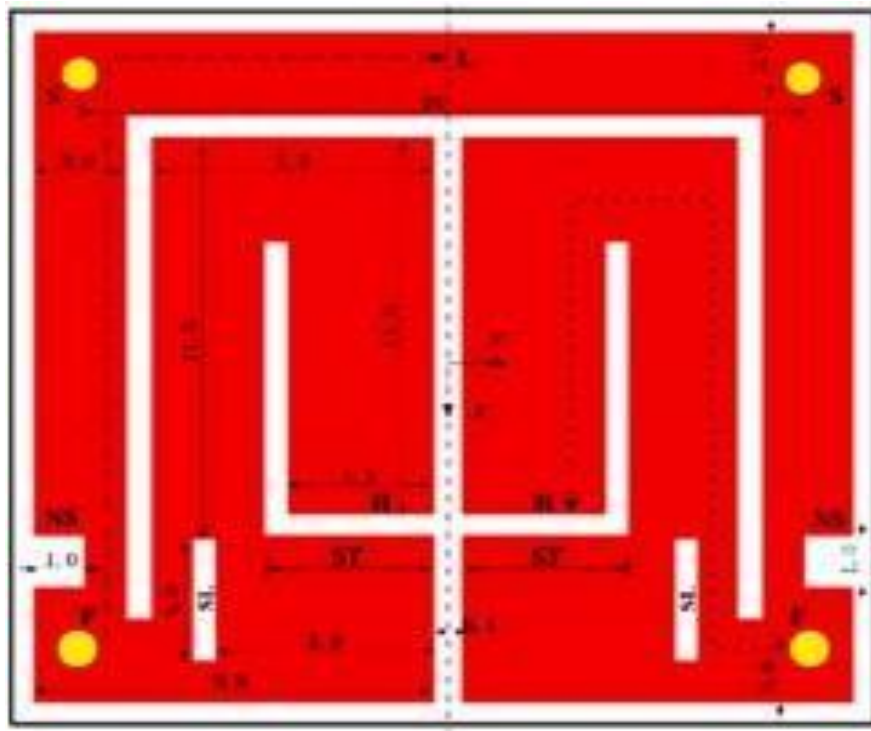
Parmi les circuits médicaux sans fil, on peut citer aussi la prothèse auditive (Figure (I.4(a)), insérée dans l'oreille pour améliorer l'audition, et la prothèse rétinienne (Figure (I.4(b))) qui est un système implanté dans l'œil permettant au patient de restaurer la vue [2].



**Figure (I.4):** Antennes placées dans le corps humain:(a) Prothèse auditive ; (b) Prothèse rétinienne [2].

## I.2 Antenne Implantable

Les dispositifs implantables peuvent détecter des signaux biologiques tels que la température corporelle et la tension artérielle, à l'intérieur du corps humain et les transmettre à des appareils externes. Placement de l'appareil externe: soit à proximité du corps humain (dans la zone de champ proche de l'antenne), soit à une distance de quelques mètres (dans la zone de champ lointain de l'antenne).[3]



**Figure (1.5):** Exemple d'antenne patch qui une résonance à 2.4 GHz [6].

Les informations reçues par le dispositif externe sont traitées par l'unité de surveillance et le médecin spécialiste, et le patient est traité en conséquence. Cela permet de diagnostiquer certaines maladies, comme le cancer ou le diabète, à leurs tout premiers stades, tout en prévenant les cas médicaux graves comme les crises cardiaques ou les accidents vasculaires cérébraux. Il est également utile pour les maladies qui nécessitent une surveillance de divers paramètres biophysiques tels que la glycémie et la glycémie. De nombreuses personnes dans le monde acceptent et comptent désormais sur ce dispositif implantable pour améliorer leurs

Conditions de vie quotidiennes. Ces appareils sans fil permettent de surveiller les signaux à la maison ou sur le lieu de travail. Cela permet aux médecins de surveiller les patients en temps réel sans obliger les patients à se rendre physiquement à l'hôpital. Les données médicales peuvent être immédiatement transmises aux médecins, qui ont désormais un accès rapide aux données de diagnostic et peuvent ainsi fournir des rapports dans les plus brefs délais. Les patients qui nécessitent généralement des visites fréquentes à l'hôpital peuvent porter le dispositif implanté, car dans ce cas, le médecin peut surveiller le patient en temps réel depuis l'hôpital. Aujourd'hui, des dispositifs de télémétrie radiofréquence tels que des moniteurs de température, des stimulateurs cardiaques et des défibrillateurs, des stimulateurs électriques fonctionnels, des capteurs de glycémie, des implants cochléaires et des implants rétiniens sont déjà en service pour les patients. [3]

### **I .3.1 Le corps humain**

#### **I.3.1.1 Les propriétés électromagnétiques du tissu humain**

Les scientifiques ressentent fortement le besoin de disposer de grandes quantités de données sur les propriétés diélectriques des tissus humains. En 1967, Geddes et Baker ont résumé les rapports de résistance spécifique dans les tissus humains. Ensuite, Stuchly et al (1980) ont assemblé les propriétés diélectriques des tissus dans la gamme de fréquence de 10 KHz à 10 GHz. Duck, Large et al (1990) ont complété ces études en incorporant de nouvelles données. Dans cette compilation de C. Gabriel et ses collègues, le tissu humain a été choisi pour les mesures in vivo plutôt que le tissu animal pour les mesures in vitro. Pour les mesures in vitro, les données sont présentées à la température la plus proche de la température corporelle et du temps après la mort. La plupart des données de la littérature sont sous forme graphique plutôt qu'algorithmique, ce qui est difficile à travailler. Lorsque des tables sont disponibles, une gamme de fréquences plus large est généralement disponible. Les données ont été traduites des divers auteurs et aussi en considérant des mesures à la température corporelle.[12]

Le Tableau 1.1 donne quelques ordres de grandeur des paramètres électromagnétiques pour différents tissus biologiques à différentes fréquences.

|                      | Conductivité<br>(S/m) | Permittivité<br>relative | Pertes | Longueur<br>d'ondes<br>(mm) | Profondeur de<br>pénétration<br>(mm) |
|----------------------|-----------------------|--------------------------|--------|-----------------------------|--------------------------------------|
| <b>Peau (5mm)</b>    |                       |                          |        |                             |                                      |
| 1G Hz                | 0.88                  | 45.71                    | 0.34   | 43.71                       | 41.29                                |
| 2GHz                 | 1.33                  | 43.52                    | 0.27   | 22.51                       | 26.47                                |
| 10GHz                | 8.95                  | 33.58                    | 0.48   | 5.04                        | 2.53                                 |
| 17GHz                | 16.75                 | 26.26                    | 0.67   | 3.28                        | 1.71                                 |
| 17GHz                | 25.48                 | 19.24                    | 0.88   | 2.35                        | 0.99                                 |
| <b>graisse (5mm)</b> |                       |                          |        |                             |                                      |
| 1GHz                 | 0.05                  | 5.45                     | 0.18   | 127.96                      | 232.47                               |
| 2GHz                 | 0.08                  | 5.33                     | 0.15   | 64.773                      | 142.99                               |
| 10GHz                | 0.58                  | 4.61                     | 0.23   | 13.885                      | 19.59                                |
| 10GHz                | 1.06                  | 4.15                     | 0.27   | 8.5769                      | 10.21                                |
| 17GHz                | 1.64                  | 3.73                     | 0.29   | 5.6888                      | 6.29                                 |
| <b>Muscle (35mm)</b> |                       |                          |        |                             |                                      |
| 1GHz                 | 0.98                  | 54.81                    | 0.32   | 39.99                       | 40.68                                |
| 2GHz                 | 1.45                  | 53.29                    | 0.24   | 20.38                       | 26.85                                |
| 10GHz                | 10.63                 | 42.76                    | 0.45   | 4.479                       | 3.34                                 |
| 10GHz                | 20.71                 | 34.06                    | 0.64   | 2.89                        | 1.56                                 |
| 17GHz                | 32.62                 | 25.13                    | 0.86   | 2.06                        | 0.88                                 |
| <b>Poumon(85mm)</b>  |                       |                          |        |                             |                                      |
| 1GHz                 | 0.47                  | 21.83                    | 0.39   | 63.02                       | 53.27                                |
| 2GHz                 | 0.68                  | 20.79                    | 0.30   | 32.53                       | 5.70                                 |
| 2GHz                 | 4.21                  | 16.15                    | 0.47   | 7.27                        | 5.20                                 |
| 10GHz                | 7.81                  | 12.78                    | 0.65   | 0.71                        | 2.54                                 |
| 17GHz                | 11.84                 | 9.54                     | 0.83   | 3.35                        | 1.48                                 |
| <b>Coeur (55mm)</b>  |                       |                          |        |                             |                                      |
| 1GHz                 | 1.28                  | 59.29                    | 0.39   | 38.24                       | 32.42                                |
| 2GHz                 | 1.91                  | 55.82                    | 0.31   | 19.83                       | 20.98                                |
| 2GHz                 | 11.83                 | 42.24                    | 0.50   | 4.48                        | 3.01                                 |
| 10GHz                | 21.91                 | 32.8                     | 0.71   | 2.92                        | 1.46                                 |
| 17GHz                | 33.17                 | 23.73                    | 0.93   | 2.09                        | 0.85                                 |

**Tableau (1.1).** Propriétés diélectriques pour différents tissus en fonction de la fréquence [15].

### I.3.1.2 Permittivité électrique ( $\epsilon$ en F/m):

La permittivité électrique est la réponse d'un milieu à un champ électrique appliqué. Elle varie suivant la position dans le matériau, l'humidité, la température, et d'autres paramètres.

La constante diélectrique peut s'écrire :

$$\epsilon = \epsilon_0(\epsilon' - j\epsilon'')$$

Avec:  $\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi 10^9}$ : la constante diélectrique de l'espace libre (F/m).

$\epsilon'$ : Partie réelle de la permittivité relative.

$\epsilon''$ : Partie imaginaire de la permittivité relative (pertes diélectriques).[12]

### I.3.1.3 Perméabilité magnétique ( $\mu$ en H/m)

Dans l'électrodynamique d'un continuum en régime linéaire, la perméabilité caractérise la capacité d'un matériau à modifier le champ magnétique  $B \rightarrow$ , c'est-à-dire la capacité à modifier les lignes de flux magnétique. Par conséquent, la valeur dépend du milieu dans lequel il est généré, où le champ magnétique varie linéairement avec l'excitation magnétique  $H \rightarrow$ . A l'inverse, en réponse à une valeur imposée du champ magnétique  $B \rightarrow$ , le matériau répond par l'excitation magnétique  $H \rightarrow$ , qui est plus intense car la perméabilité est plus faible. Ensuite, le principe de moindre action s'attend à ce que les lignes de champ magnétique suivent préférentiellement des trajectoires à travers des régions de forte perméabilité magnétique. En raison de la fréquence changeante du champ et de la perméabilité et de la conductivité élevées (dus aux courants induits), le chemin du champ magnétique est encore plus réduit dans un matériau également conducteur.[14]

### I.3.1.4 Conductivité ( $\sigma$ en S/m)

La conductivité d'une solution est une mesure de la capacité des ions à transporter le courant. Ce passage de courant est réalisé par la migration des ions dans le champ électrique créé par le courant alternatif. [13]

### I.3.1.5 La dispersion et l'atténuation

La matière vivante est le lieu de phénomènes de dispersion et de désintégration, phénomènes étroitement liés qui résultent d'interactions entre les ondes et la matière sous forme de polarisation (électricité et magnétisme) et de conduction des particules.[12]

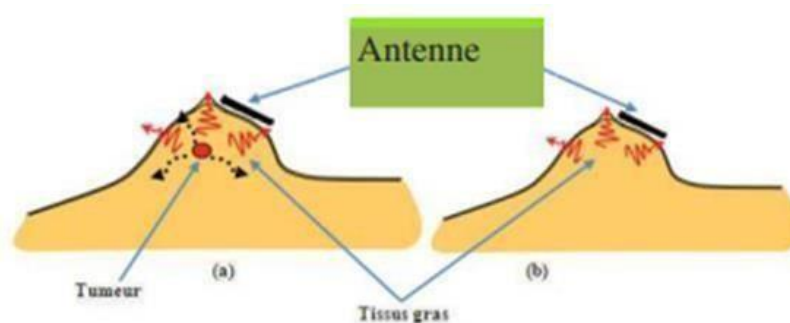
### I.3.1.6 Le corps humain et les sources de champs électromagnétiques :

Les humains vivent dans un environnement électromagnétique créé par de nombreuses sources de champ. Ces sources peuvent avoir des fréquences, des niveaux de tension, des caractéristiques de courant ou de puissance très différentes. Ils se présentent sous plusieurs formes, telles que les cordons d'alimentation, les relais de télécommunication, les outils de soudage par induction, les téléphones portables ou les appareils électroménagers (sèche-cheveux, plaques de cuisson à induction, fours à micro-ondes). Dans de nombreux cas, la présence d'un corps humain dans la zone de rayonnement de la source ne modifie pas la puissance émise. Si le champ électromagnétique source est connu (après mesures in situ ou calculs préliminaires), la source peut être modélisée non pas explicitement, mais uniquement

le corps humain. Cette fonctionnalité est souvent utilisée dans les modèles pour limiter leur complexité. [11]

### I.3.1.7 L'imagerie micro-onde active

L'imagerie hyperfréquence active est basée sur un contraste saisissant des propriétés diélectriques ("contraste diélectrique") entre les tissus malins et sains. Pendant l'imagerie active, le sein est irradié avec des micro-ondes de faible puissance, et la réponse est traitée et analysée pour détecter les différences dans les propriétés diélectriques du tissu mammaire à travers le spectre des micro-ondes. Le contraste diélectrique entre les tissus est utilisé pour détecter les zones anormales dans le sein



**Figure (1.6):** L'imagerie micro-onde active.

Ainsi, l'élément principal d'un tel système d'imagerie est la source lumineuse, qui est généralement une antenne résonnante ou "capteur", de fréquence définie, située dans l'une des bandes de fréquences allouées aux applications médicales.[1]

## I .3.2 Surveillance de la santé

### I .3.2.1 Médecine sans fil

L'utilisation de la technologie sans fil en médecine pour combiner les informations médicales avec une communication transparente offre des possibilités illimitées d'améliorer les soins de santé. Les professionnels de la santé peuvent désormais utiliser des dispositifs médicaux sans fil pour diagnostiquer, surveiller les fonctions vitales des patients dans des conditions aiguës et à long terme et mieux surveiller l'efficacité des plans de traitement. Il permet également aux patients et aux soignants d'utiliser des systèmes qui peuvent les aider à gérer leurs conditions plus facilement et en toute sécurité, améliorant ainsi leur qualité de vie. Certains des produits médicaux sans fil les plus connus qui arrivent sur le marché sont les

Lecteurs de glycémie, les pompes à insuline, les appareils à ultrasons, les tensiomètres et les moniteurs d'électrocardiogramme. Plus récemment, ces produits se sont étendus aux dispositifs médicaux sans fil ingérables et implantables qui démontrent la capacité d'améliorer la précision, l'efficacité, la facilité d'utilisation et la portabilité des dispositifs car ils sont autonomes. Ceci, combiné à de nouveaux protocoles sans fil tels que 4G, Bluetooth, ZigBee et ANT, offre un potentiel d'évolution sans précédent. Ces appareils devraient évoluer vers des unités autonomes pouvant être utilisées pour diagnostiquer, transmettre les dossiers des patients et, en fin de compte, administrer un traitement approprié. La popularité croissante de la technologie des smartphones auprès des consommateurs profanes et des professionnels de la santé a permis à un grand nombre de personnes d'exploiter la puissance d'appareils portables capables de relayer et de calculer instantanément des données depuis n'importe où pour des applications médicales. Avec de plus en plus d'applications pour smartphones disponibles pour aider à gérer une variété de conditions médicales, le domaine de la santé mobile devient de plus en plus populaire auprès des patients et des travailleurs de la santé. La recherche prouve que les appareils mobiles peuvent fournir des applications médicales utiles au point de service et aider les patients à gérer leur santé grâce à l'éducation et à la surveillance à distance.

### I.3.2.2 Télémédecine



**Figure (1.7):** La télémédecine.

Définie par l'article L6316 du Code de la Santé Publique, « La télémédecine est une forme de pratique médicale à distance utilisant les technologies de l'information et de la

Communication. Elle met en rapport, entre eux ou avec un patient, un ou plusieurs professionnels de santé, parmi lesquels figure nécessairement un professionnel médical et, le cas échéant, d'autres professionnels apportant leurs soins au patient. »

Le ministère de la Santé distingue à l'heure actuelle 5 sous-catégories :

**1** : téléconsultation médicale (consultation d'un patient à distance) ;

**2** : télé-expertise (un médecin sollicite un ou plusieurs confrères à distance) ;

**3** : télésurveillance médicale (surveillance à distance de paramètres d'un patient atteint d'une maladie chronique) ;

**4** : téléassistance médicale (un médecin assiste à distance un collègue) ;

**5** : régulation médicale (le médecin du SAMU établit par téléphone un premier diagnostic et organise les soins en fonction des informations fournies).[16]

La télémédecine est la partie de la médecine qui transmet des informations médicales (images, rapports, dossiers, etc.) par le biais des télécommunications pour le diagnostic, l'avis professionnel, le suivi continu des patients, les décisions de traitement et la numérisation des technologies appliquées aux soins de santé couvrant le domaine des soins de santé. ou télésanté , et offre de nouvelles possibilités d'accès aux soins, de nouveaux domaines d'organisation des soins, de pratique professionnelle et de formation des professionnels de santé. Les applications de la télémédecine vont de la télémédecine médicale, qui permet l'exécution à distance d'actes médicaux pour les patients, à la télémédecine informative, qui implique la diffusion des connaissances médicales et des protocoles de soins et de soins aux patients. Ainsi, la télémédecine représente le déploiement des technologies de l'information et de la communication dans le domaine médical, qui ne remplaceront jamais la connexion directe médecin-patient, mais s'ajouteront aux outils dont disposent les médecins pour servir leurs patients. Les pays à faible densité de population ont adopté le premier programme de télésanté pour remédier à l'isolement géographique de certaines populations.[6]

### **I 3.2.3 Numérisation de la santé**

Aujourd'hui, la numérisation de la santé consiste à : (i) numériser les dossiers médicaux des patients afin de les rendre accessibles plus facilement et plus rapidement (e.g., le Dossier Médical Partagé – DMP) ; (ii) développer des outils de gestion pour les cabinets

Médicaux et les hôpitaux afin de faciliter la prise de rendez-vous et les démarches de remboursement (i.e., les systèmes d'information de santé – SIS, ou hospitaliers – SIH) ; et (iii) concevoir des outils d'aide à la décision afin de conseiller le médecin lors des prescriptions. Pour accompagner la transformation de l'hôpital vers l'utilisation des outils numériques, l'organisation et le traitement des données médicales sont deux enjeux importants à prendre en compte. Sans cela, les médecins risquent d'être rapidement submergés par la quantité de données collectées. Dans ce sens, la mise en place d'indexation sémantique pour faciliter la fouille et la visualisation de données sont des pistes intéressantes.[4]

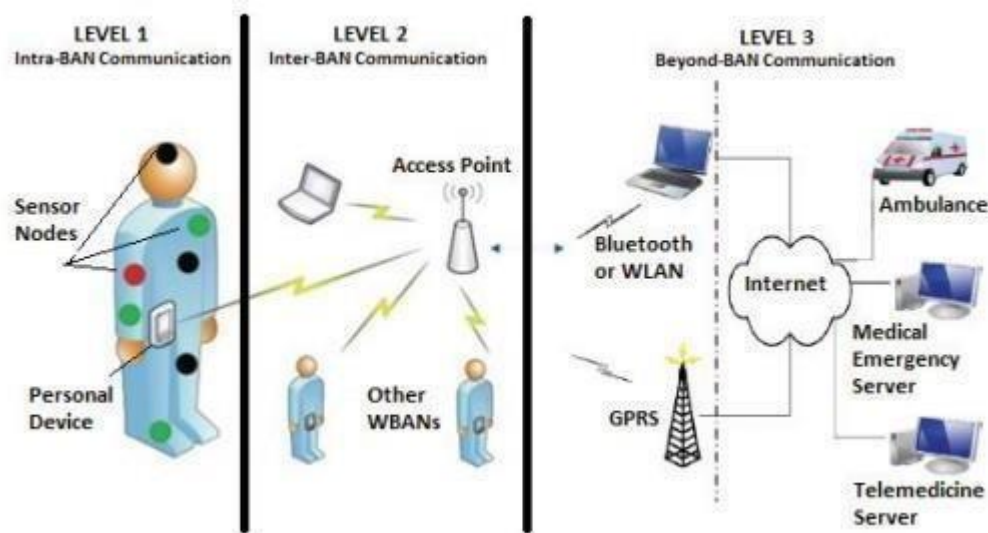
### **I 3.2.4 Données biophysiques**

Les données biophysiques représentent un ensemble de données qui caractérisent la santé d'un patient. On peut notamment citer le rythme cardiaque, la température corporelle, la tension artérielle ou encore le poids corporel. La miniaturisation des appareils électroniques et le développement des technologies de l'information et de la communication ont permis de concevoir de nouveaux capteurs spécifiquement destinés à la collecte de données biophysiques [17]. L'augmentation du nombre de capteurs disponibles et la baisse du prix de ces capteurs permettent d'explorer de nouveaux usages, comme la santé mobile ou l'automesure. Certains de ces capteurs ont des antennes de réception qui transmettent des données biophysiques à l'hôpital via un réseau sans fil.

### **I 3.2.5 WBAN (Wireless Body Area Network)**

Les soins de santé ubiquitaires sont une technologie émergente qui promet d'augmenter l'efficacité, la précision et la disponibilité de traitement médical en raison des progrès récents de la communication sans fil et de l'électronique offrant de petits capteurs intelligents pouvant être utilisés sur, autour, ou implantés dans le corps humain. Dans ce contexte, Wireless Body area network (WBAN) constituent un domaine actif de recherche et de développement car il offre un potentiel d'amélioration considérable dans la prestation et le suivi des soins de santé. Les WBAN consistent en un certain nombre de réseaux biologiques hétérogènes capteurs. Ces capteurs sont placés dans différentes parties du corps et peuvent être portables ou implantés sous la peau d'utilisateur. Chacun d'eux a des exigences spécifiques et est utilisé pour différentes missions. Ces appareils servent à mesurer changements dans les signes vitaux d'un patient et détecter des émotions ou des états humains, tels que la peur, le stress, le bonheur, etc. Ils communiquer avec un nœud coordinateur

Spécial, qui est généralement moins contraint en énergie et a plus de capacité traitement. Il est chargé d'envoyer des signaux biologiques du patient au médecin afin de fournir de véritable diagnostic médical et lui permettre de prendre les bonnes décisions. Comme exposé sur la Fig.1, l'architecture commune WBAN se compose de communications à trois niveaux :les communications intra-BAN, les communications inter-BAN et les communications au-delà du BAN. Les communications intra-BAN désignent les communications entre les capteurs corporels sans fil et le nœud maître du WBAN. Les communications inter-BAN impliquent les communications entre le nœud maître et les appareils personnels tels que les ordinateurs portables, les robots de service à domicile, etc. Le niveau au-delà du BAN connecte l'appareil personnel à Internet. [5]



**Figure (I.8):** Architecture générale de Wireless Body Area Networks [5].

En fait, les applications WBAN couvrent de nombreux domaines afin d'améliorer la qualité de vie des utilisateurs. Ces applications peuvent être classées principalement selon qu'elles sont utilisées dans le domaine médical ou dans domaine non médical. Les applications non médicales incluent la détection de mouvements et de gestes pour les jeux interactifs et le fitness et aussi les applications de surveillance et de reconnaissance cognitive et émotionnelle pour l'aide à la conduite des interactions sociales et médicales d'assistance en cas de catastrophe, comme les attentats terroristes, les tremblements de terre et les feux de forêt. Les applications médicales comprennent principalement des solutions de soins de santé pour les populations vieillissantes et malades. Les exemples typiques incluent la détection précoce, la prévention et le suivi des maladies, l'aide à domicile des personnes âgées, la

Rééducation postopératoire, les applications de biofeedback qui contrôlent les états émotionnels et les applications d'aide à la vie autonome qui améliorent la qualité de vie des personnes handicapées. Généralement, les capteurs corporels utilisés dans la surveillance de la santé peuvent être soit : (a) Des capteurs physiologiques utilisés pour mesurer les signaux vitaux du corps en interne ou en externe, comme la température corporelle, la tension artérielle ou l'électrocardiographie (ECG) ; ou (b) Capteurs bio-cinétiques capables de collecter des signaux basés sur les mouvements du corps humain tels que l'accélération ou la vitesse angulaire de rotation. Pour offrir des informations supplémentaires sur la température ambiante, la pression ambiante, la lumière ou l'humidité, les capteurs d'ambiance peuvent être combinés à des capteurs corporels. En effet, puisque ces capteurs sont chargés de surveiller l'environnement, ils peuvent fournir des informations complémentaires précieuses pour le diagnostic médical et le traitement, ce qui est souvent le cas à domicile. Cependant, la conception des applications WBAN doit prendre en compte de nombreuses exigences techniques, telles que comme les mouvements et la température des nœuds, les emplacements des nœuds et les faibles capacités des nœuds en termes d'énergie et En traitement. D'autres contraintes étroitement liées aux technologies sans fil, utilisées pour les communications entre les nœuds corporels et internes, doivent être prises en compte, telles que la courte portée, le débit de données, etc. ISO/IEEE 11073 1 spécifie pour certaines classes de applications les débits et latences nécessaires. En outre, les applications WBAN peuvent impliquer des exigences supplémentaires, étroitement liées à l'application médicale ainsi qu'à l'état du patient. Par exemple, les applications utilisant des capteurs implantés doivent s'appuyer sur des mécanismes minimisant la consommation d'énergie afin de prolonger la durée de vie de la batterie ; tout en atteignant un débit maximal et un délai minimal est un pré-requis pour les applications avec une criticité élevée, comme l'opération des patients cardiaques âgés. Toutes ces déclarations et exigences nous motivent à étudier les différentes applications WBAN et mettre en évidence les contraintes à satisfaire pour le bon fonctionnement [5].

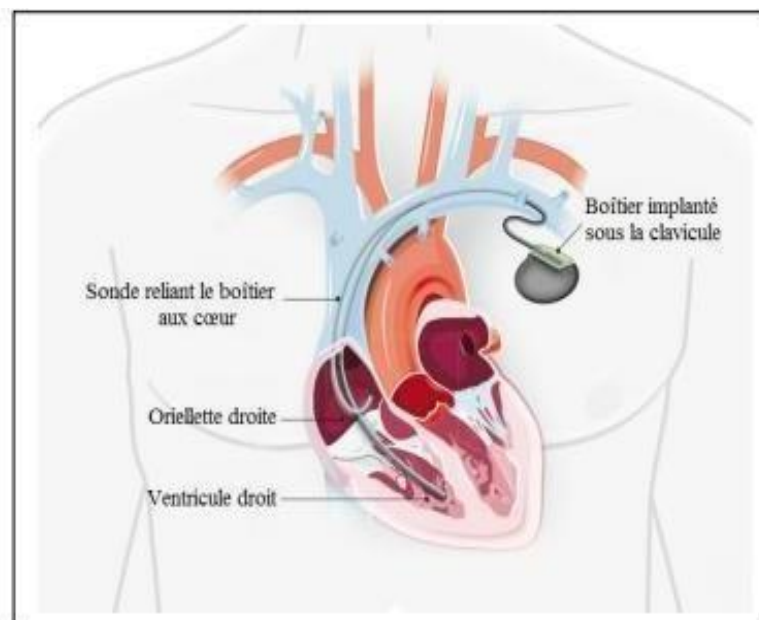
### **I.3.2.6 Les DMI**

Les implants électro médicaux sont définis comme tout type de dispositif médical implanté dans le corps pour obtenir une réponse physiologique. Les premiers implants médicaux microélectroniques étaient des stimulateurs cardiaques dès 1970. Mais de nombreux autres implants sont utilisés aujourd'hui, tels que les neurostimulateurs implantables et les pompes à perfusion de médicaments, les implants urinaires, les implants cochléaires, etc. Les dispositifs médicaux utilisés pour traiter différentes maladies ont des

Exigences et des spécifications différentes, mais la plupart partagent certaines caractéristiques communes. Faible consommation d'énergie : Modifier ou recharger les batteries peut être inconfortable, difficile, coûteux, voire risqué pour les patients, et tous les dispositifs médicaux implantables doivent consommer le moins d'énergie possible. Haute fiabilité : La défaillance d'un dispositif médical implantable peut entraîner des désagréments, des douleurs, des dommages ou même la mort du patient. Signaux de faible amplitude : la plupart des signaux physiques dans le corps humain se situent dans la gamme mV ou  $\mu$ V et nécessitent une attention particulière lors de la détection et de l'amplification. Basse fréquence : La durée de la fréquence naturelle des bio-signaux varie de fractions de hertz à plusieurs kilohertz. Petite taille : les dispositifs implantables doivent être aussi petits que possible pour réduire le caractère invasif pour le corps humain [7]

#### I.3.2.6.1 Implant Pacemaker

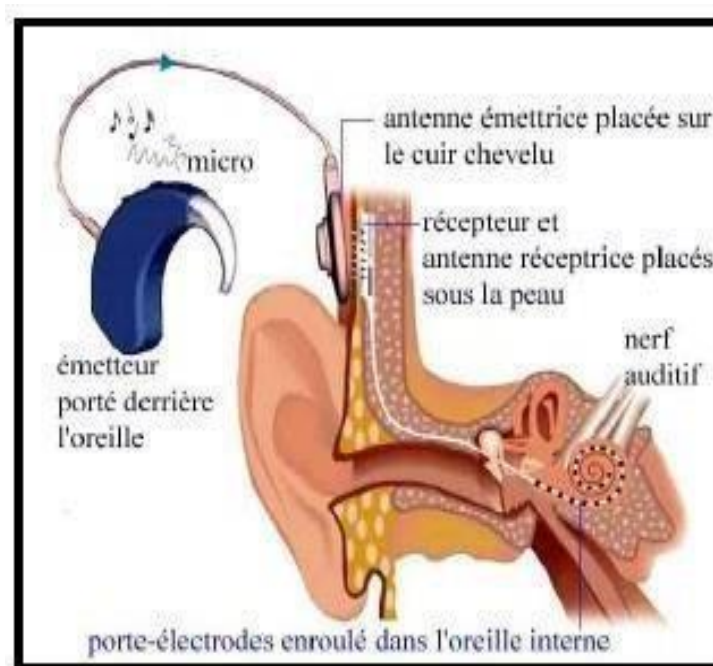
Un stimulateur cardiaque est le traitement le plus courant de la bradycardie, qui se caractérise par un rythme cardiaque lent (généralement moins de 60 battements par minute). Ils aident à rétablir le rythme normal du cœur et à soulager les symptômes en envoyant des impulsions électriques au cœur pour augmenter le rythme cardiaque [8].



**Figure (I.9):** Implant Pacemaker [8].

### I.3.2.6.2 Implant Cochléaire

Un implant cochléaire est un implant électronique conçu pour fournir un certain degré d'audition à certaines personnes souffrant d'une perte auditive sévère ou sévère et à celles souffrant d'acouphènes. Il se compose de deux parties distinctes dont l'une ne peut fonctionner sans l'autre : La partie externe est amovible et le patient peut la porter derrière l'oreille. Il comprend un processeur de son qui capte le son à travers un microphone et l'analyse, et une antenne magnétique pour communiquer avec les parties internes à travers la peau. À l'intérieur se trouve l'implant proprement dit, placé chirurgicalement sous la peau derrière l'oreille. Il reçoit des informations de l'extérieur et envoie des impulsions électriques au nerf auditif grâce à des électrodes implantées dans la cochlée, l'organe clé de l'audition. [9].



**Figure 1.10:** Implant cochléaire [17].

### I.3.2.6.3- Dosimètre in vivo

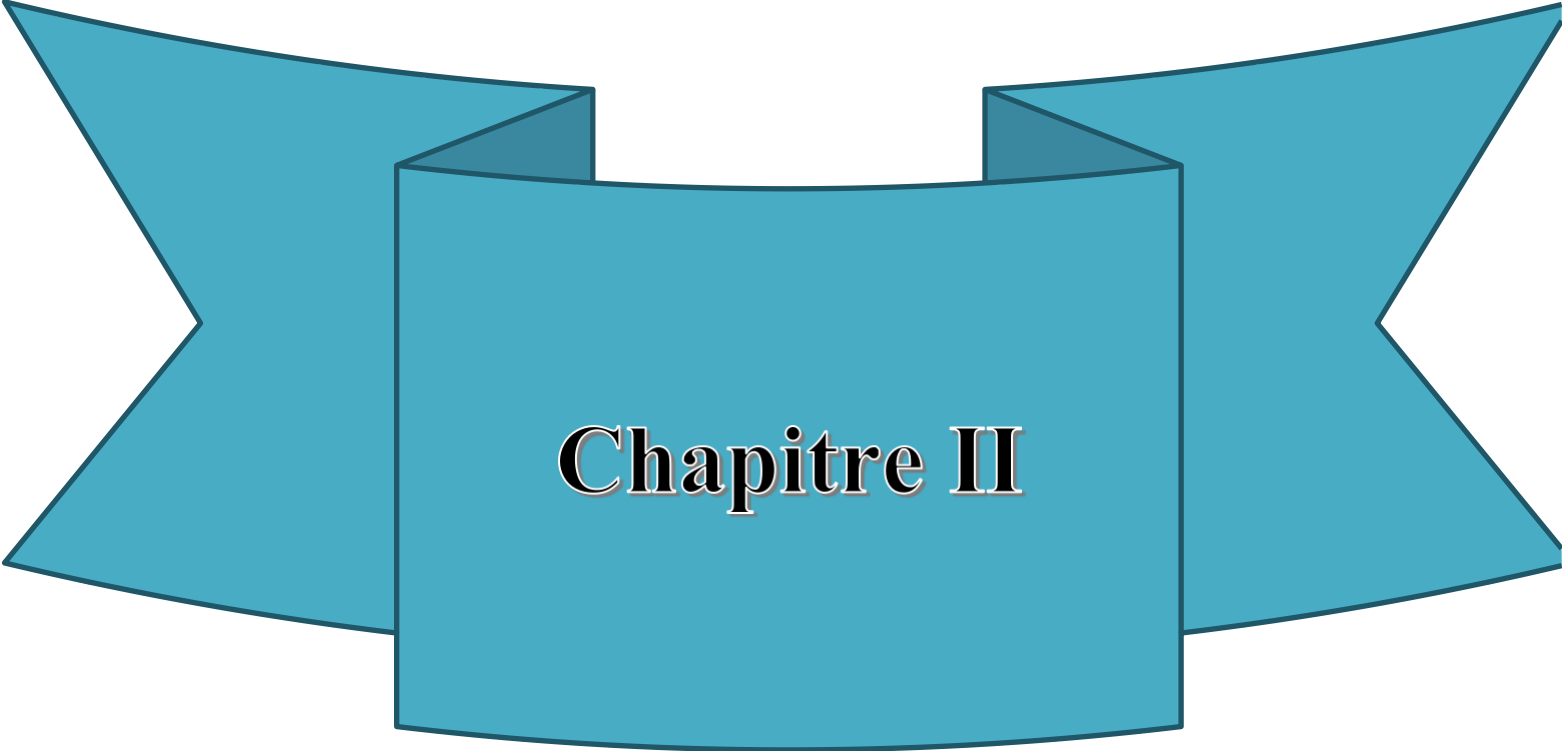
C'est un appareil ou un instrument qui mesure directement ou indirectement la quantité de rayonnement ionisant dans le corps humain. Y compris la mesure directe de la dose du patient pendant l'irradiation, à l'aide de détecteurs placés dans des sites facilement accessibles tels que la peau ou, plus rarement, des cavités corporelles naturelles [10].



**Figure (1.11):** Dosimètre en VIVO [10].

#### **I.4 Conclusion**

En conclusion, ce chapitre a brossé un tableau complet de la transformation du domaine de la santé grâce aux technologies sans fil et à la miniaturisation. Il a mis en évidence le potentiel immense des dispositifs portables et implantables pour un suivi de santé continu et personnalisé, tout en reconnaissant les défis techniques et biologiques complexes associés à leur conception et à leur déploiement. La compréhension approfondie des propriétés des tissus humains et l'application d'outils de simulation avancés sont essentielles pour surmonter ces défis et garantir la sécurité et l'efficacité de ces innovations médicales.



## Chapitre II

## II Introduction

Actuellement, nous vivons dans l'ère des systèmes de communications, où la communication est un processus d'échange d'informations entre deux points, il y a de nombreux moyens de communication, mais la façon la plus préférée est la technologie de communication sans fil. Dans le système de communication sans fil, une antenne joue un rôle vital, donc elle est considérée comme un dispositif technologique plus important dans l'industrie des télécommunications [18].

On ne peut pas imaginer un système de communication sans fil sans équipement d'antenne approprié. Tout mauvais traitement dans la transmission et la réception de l'information entraîne une défaillance complète du système. Au choix approprié de la conception d'une antenne est le critère le plus important pour la conception d'un système de communication sans fil. Avec la croissance rapide des systèmes de communication sans fil, il est nécessaire d'introduire une antenne miniature de faible coût et de meilleures performances [19].

Le but de ce chapitre est de présenter les notions de base de l'antenne telles que les caractéristiques électriques et de rayonnements. Par la suite nous présentons la technologie des antennes imprimées tel que : leurs avantages et limitations, leurs applications, les techniques d'alimentations et le mécanisme de rayonnement. Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons abordé les méthodes d'analyse des antennes imprimées.

### II.1 Généralité sur les antennes

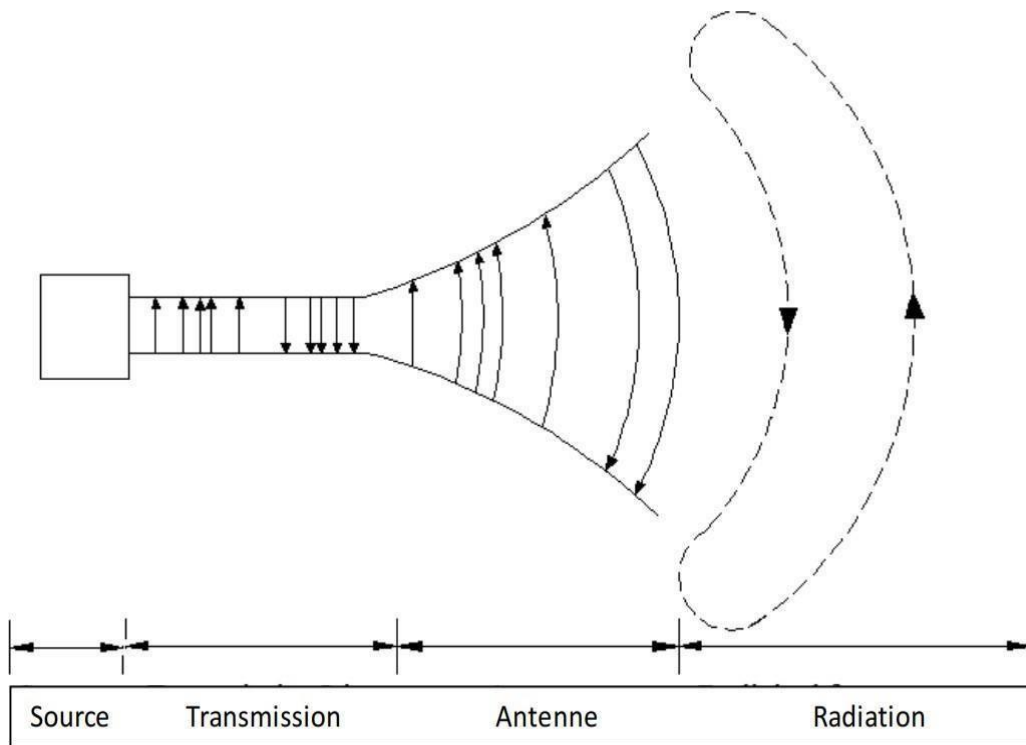
#### II.1.1 Définition

III La norme IEEE a défini le terme antenne est un ***moyen de rayonnement ou de réception des ondes radio*** [21]. Plus concrètement, d'après Paul F. Combes [22] : « Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur ». La figure (I.1) en fait une illustration simple de rayonnement de l'antenne

Ses principaux rôles sont [22] :

- Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur.

- De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée.
- Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes on dit que son fonctionnement est réciproque.



**Figure (I.1) :** Rayonnement d'une antenne [20].

L'antenne peut être utilisée (en particulier dans un système de communication) pour diriger l'énergie du rayonnement dans une direction, et de la réduire ou l'annuler dans d'autres directions selon les fréquences. Ceci dit, l'antenne n'est plus seulement un outil de transmission, mais également un dispositif de transition.

### III.1.1 Propriétés et caractéristiques des antennes

De façon générale, divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Ces paramètres peuvent être classés en deux grands groupes. Le premier caractérise l'antenne considérée en tant qu'élément de circuit électrique tel que : l'impédance d'entrée de l'antenne, le coefficient de réflexion, le taux d'onde stationnaire (TOS), et la bande passante (BP).

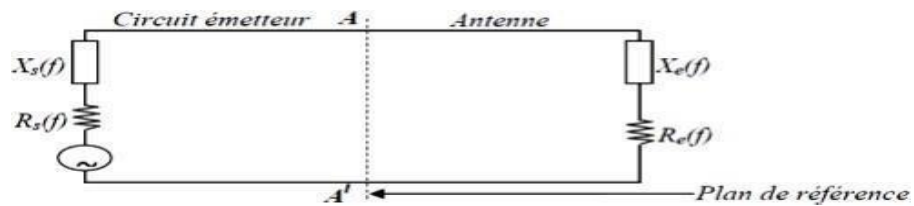
Le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne tel que : le diagramme de rayonnement, l'efficacité, le gain et la directivité, et la polarisation d'antenne.

### III.1.1.1 Caractéristiques électriques

#### a. Impédance d'entrée de l'antenne

L'impédance d'entrée est nécessaire pour adapter l'antenne au générateur qui l'alimente ou, en réception, pour assurer un transfert maximal de puissance active entre l'alimentation et l'antenne [6].

Considérons une antenne (exemple d'une antenne dipôle) dont on peut définir les deux bornes d'entrée A et A' (Plan de référence) comme illustré dans la figure (I.2).



**Figure (I.2) :** Le Schéma équivalent du dispositif à l'émission [24].

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de ce composant. Elle est représentée par :

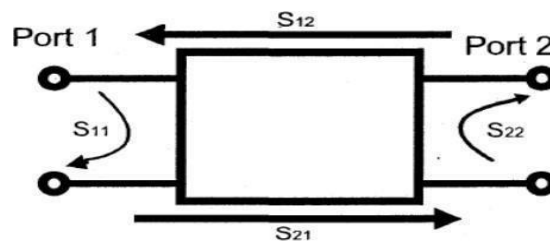
$$Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f) \quad (\text{I.1})$$

Où  $f$  : représente la fréquence de résonnance de l'antenne

D'une part, la partie réelle de l'impédance d'entrée  $R_e(f)$  caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet Joule, onde de surface, etc.) et d'autre part, la partie imaginaire  $X_e(f)$ , d'interprétation plus délicate est liée à la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne [8].

#### b. Coefficient de réflexion

Une antenne peut être représentée et analysée comme un quadripôle ou, les paramètres S de la matrice illustrée dans la figure (I.3).



**Figure (I.3) :** Représentation en quadripôle [9].

Le coefficient de réflexion tire sa définition de l'adaptation. Une meilleure adaptation mène à un transfert maximal de la puissance entre l'alimentation et l'antenne. Le rapport entre la puissance réfléchie au niveau de l'entrée de l'antenne et la puissance émise définit alors le coefficient de réflexion  $\Gamma$  ou  $S_{11}$ . Il est directement lié à l'impédance caractéristique et l'impédance d'entrée selon la relation [27] :

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_{\text{entrée}} - Z_c}{Z_{\text{entrée}} + Z_c} \quad (\text{I.2})$$

$Z_{\text{entrée}}$  : Impédance d'entrée de l'antenne

$Z_c$  : Impédance caractéristique de la ligne

Pour :  $Z_{\text{entrée}} = Z_c \Leftrightarrow S_{11} = 0$ , dans ce cas, il n'y a pas d'onde réfléchie, on parle de l'adaptation de l'impédance d'entrée à la ligne.

### c. Taux d'onde stationnaire (TOS)

Le Taux d'Ondes Stationnaires (TOS) ou en anglais Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre la ligne de transmission et l'antenne [28]. Il représente le rapport entre la tension maximale et minimale ou bien donné en fonction du coefficient de réflexion  $\Gamma$  ou  $S_{11}$ , par la relation suivant :

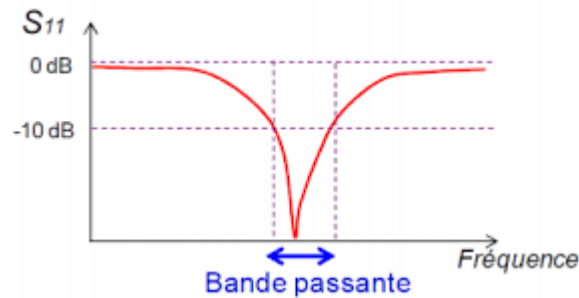
$$\text{T.O.S} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (\text{I.3})$$

Dans le cas, où l'adaptation de l'antenne est délicate, soit on cherchera à concevoir une antenne de telle sorte à une impédance proche ou égale à  $Z_c$  à la fréquence de travail. Soit on ajoute une ligne quarte d'onde où stub entre la ligne d'alimentation et l'antenne pour modifier l'impédance d'entrée depuis la source et assurera l'adaptation d'impédance [23].

### d. Bande passante

La bande passante d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises [5]. Elle peut aussi être définie en fonction du coefficient de réflexion  $S_{11} \leq -10$  dB (figure I.4) ou  $\text{VSWR} \leq 2$ , à condition que les caractéristiques de l'antenne (diagramme de rayonnement, impédance

d'entrée, gain, polarisation, angle d'ouverture...) restent stables sur cette bande de fréquence [12].



**Figure (I.4) :** Définition de la bande passante [28].

La bande passante BP est donnée par [13] :

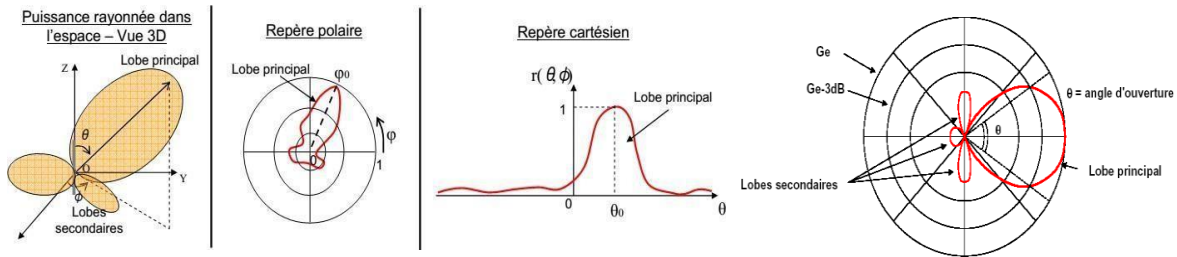
$$BP(\%) = 2 \frac{f_h - f_L}{f_h + f_L} \times 100 \quad (\text{I.4})$$

Où:  $f_h$  : Fréquence haute,  $f_L$  : Fréquence basse.

### III.1.1.2 Caractéristiques de rayonnement

#### a. Diagramme de rayonnement

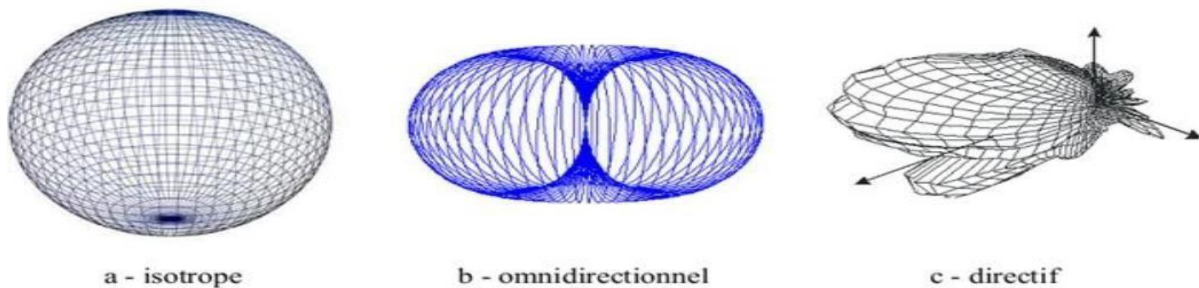
Le diagramme de rayonnement est défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. Dans la plupart des cas, le profil de rayonnement est déterminé dans la région du champ lointain et est représenté en fonction des coordonnées directionnelles. Les propriétés du rayonnement comprennent la densité du flux de puissance, l'intensité du rayonnement, l'intensité du champ, la directivité, la phase ou la polarisation. La propriété du rayonnement la plus préoccupante est la distribution spatiale bidimensionnelle de l'énergie rayonnée en fonction de la position de l'observateur [20]. La représentation du diagramme illustre dans la figure (I.5).



**Figure (I.5) :** Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne [33].

Classiquement, on a pris l'habitude de représenter le diagramme de rayonnement, en coordonnées rectangulaires, soit en coordonnées polaires, dans les deux plans perpendiculaires (Le plan E est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique et Le plan H est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique) [5]. Comme le montre la figure (I.6) il existe trois modèles de rayonnement (isotrope, omnidirectionnel et directif) couramment employés pour décrire la propriété du rayonnement d'une antenne [20] :

- **Antenne isotrope** : est défini comme « une antenne sans perte hypothétique ayant un rayonnement égal dans toutes les directions ». Bien qu'il soit idéal et pas physiquement réalisable, il est souvent pris comme une référence pour exprimer les propriétés de directivité des antennes réelles.
- **Antenne omnidirectionnel** : est défini comme un « 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 un motif omnidirectionnel est alors un type spécial de motif directionnel).
- **Antenne directif** : Une antenne directionnelle est une « ayant la propriété de rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques plus efficacement dans certaines directions que dans d'autres.



**Figure (I.6) :** Les modèles de rayonnement d'une antenne [34].

### a.1 Angle d'ouverture [33] :

L'angle d'ouverture (half power beamwidth en anglais) caractérise la largeur du lobe principal, comme indique la figure (I.7). L'angle d'ouverture à -3 dB  $2\theta_3$  représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. Il s'agit de l'angle entre les deux directions autour du lobe principal où la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal.

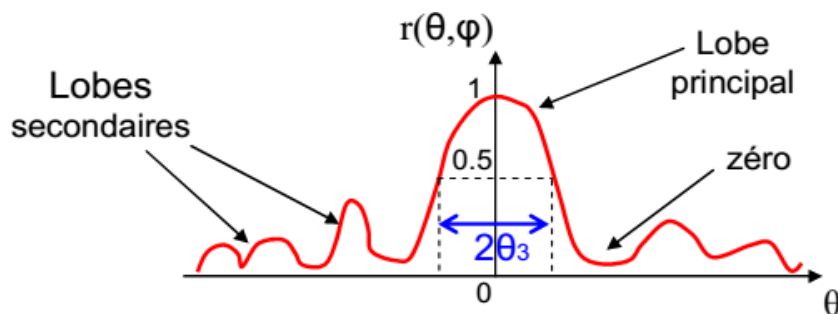


Figure (I.7): Angle d'ouverture d'une antenne [14].

### b. Les zones de rayonnements

L'espace entourant une antenne est généralement subdivisé en trois régions, à savoir la région du champ réactif (zone de Rayleigh), la région du champ proche rayonné (zone de Fresnel) et la région du champ lointain (zone de Fraunhofer) comme le montre la figure (I.8) [20].

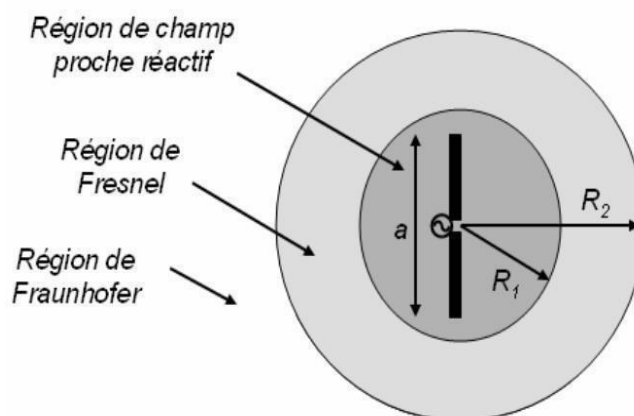


Figure (I.8) : Les zones de rayonnements d'une antenne [34].

### b.1 Région réactive de champ proche (zone de Rayleigh).

C'est la région entourant la source rayonnante où la puissance réactive (purement imaginaire) prédomine. La densité de puissance est quasi-constante, cette région est délimitée par une sphère de rayon avec [17]:

$$R_1 = \frac{D^2}{2\lambda} \quad (I.5)$$

Où :  $D$  la plus grande dimension de l'antenne et  $\lambda$  la longueur d'onde.

### b.2 Zone de rayonnement intermédiaire (zone de Fresnel)

Il s'agit de la zone intermédiaire dans laquelle la densité de puissance est fluctuante et la divergence du faisceau devient appréciable. Elle délimitée par l'intervalle de distance  $r_1 \leq r \leq r_2$  avec [35]:

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (I.6)$$

### b.3 Région de champ lointain (zone de Fraunhofer)

C'est la région, définie par une distance radiale  $r$  supérieure à  $r_2$ , où l'énergie électromagnétique est rayonnée dans toutes les directions de l'espace couvertes par le diagramme de rayonnement de l'antenne. La puissance rayonnée est purement réelle et indépendante de la distance radiale [17].

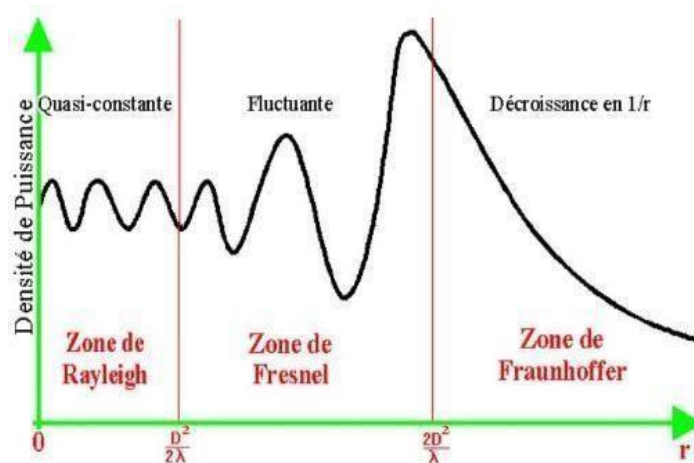
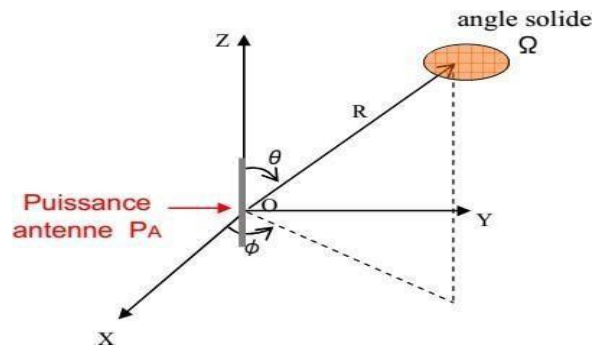


Figure I.9: Les zones de rayonnements d'une antenne [35].

### c. Puissance rayonnée par une antenne

Une antenne sert à convertir une puissance électrique  $Pa$  en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transportée par une onde électromagnétique, qui peut se propager dans toutes les directions de l'espace. Le centre de l'élément rayonnant est placé au centre d'un repère sphérique (figure (I.10)) et connectée à une source qui lui fournit une puissance électrique  $Pa$ .

Les coordonnées sphériques  $(R, \theta, \phi)$  constituent un système de coordonnées particulièrement bien adapté à l'étude des antennes.



**Figure (I.10) :** Puissance rayonnée par une antenne dans une direction quelconque  $\Delta$  [34].

On appelle plan horizontal le plan repéré dans le repère sphérique par les coordonnées  $(\theta = \pi/2 ; \varphi \in [0, 2\pi])$ . On appelle plan vertical tous les plans repérés dans le repère sphérique par les coordonnées  $(\varphi = \text{Constante} ; \theta \in [0, \pi])$ .

- La puissance rayonnée par unité d'angle solide (le stéradian) dans une direction quelconque  $\Delta$  définie par deux angles  $\theta, \varphi$  est, puisqu'il y a  $4\pi$  stéradians dans une sphère :  $\frac{Pa}{4\pi}$  nous la noterons par la Majuscule  $P$  [4]:

$$P(\theta, \varphi) = \frac{Pa}{4\pi} \text{ (watts)} \quad (\text{I.7})$$

Elle est parfois appelée intensité de rayonnement, exprimée en watts/stéradian.

- La puissance rayonnée par unité de surface à la distance  $R$ , ou densité de puissance, est  $\frac{Pa}{4\pi R^2}$  puisque la surface de la sphère est  $4\pi R^2$  ; nous la noterons par la Minuscule  $p$  [21]:

$$p(\theta, \varphi) = \frac{Pa}{4\pi R^2} \left( \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right) \quad (\text{I.8})$$

### d. Directivité et Gain d'une antenne [21]

Considérons une antenne qui rayonne une puissance  $P(\theta, \varphi)$  par unité d'angle solide dans la direction  $(\theta, \varphi)$ . Soient  $P_a$  la puissance d'alimentation de cette antenne et  $P_{tot}$  la puissance totale qu'elle rayonne. Nous avons  $P_{tot} = \eta P_a$  ;  $\eta$  est le rendement de l'antenne.

#### d.1 Définition :

La directivité de l'antenne est le rapport de la puissance définie ci-dessus à la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide, à condition que les puissances totales rayonnées soient les mêmes.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{tot}/4\pi} \quad (I.9)$$

$$P_{tot} = \int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega \quad (I.10)$$

$$d\Omega = \sin \theta d\theta d\varphi \quad (I.11)$$

Dans la direction de rayonnement maximale  $(\theta_0, \varphi_0)$ , on note la directivité :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = D = 4\pi \cdot \frac{P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_{tot}} \quad (I.12)$$

Le gain de l'antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport de la puissance  $P(\theta, \varphi)$  définie ci-dessus à la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide, à condition que les puissances d'alimentation soient les mêmes :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a/4\pi} \quad (I.13)$$

L'appellation "gain" d'une antenne, sans préciser la direction considérée, est réservée au gain dans la direction de rayonnement maximal  $(\theta_0, \varphi_0)$ , il est noté  $G$  :

$$G(\theta_0, \varphi_0) = G = 4\pi \cdot \frac{P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_a} \quad (I.14)$$

On l'exprime souvent en décibels par :

$$G(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left( 4\pi \cdot \frac{P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_a} \right) \quad (I.15)$$

Nous voyons qu'en valeur naturelle, la relation entre gain et directivité est :

$$G = \eta \cdot D \quad (I.16)$$

### e. Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une onde est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes [31]. L'onde électromagnétique peut être rayonnée de trois manières différentes : linéairement, circulairement et elliptiquement, comme le montre la figure (I.11) [36]. La polarisation de l'antenne est définie en fonction de la polarisation de l'onde électromagnétique. Les antennes polarisées linéairement peuvent être verticales ou horizontales [37].

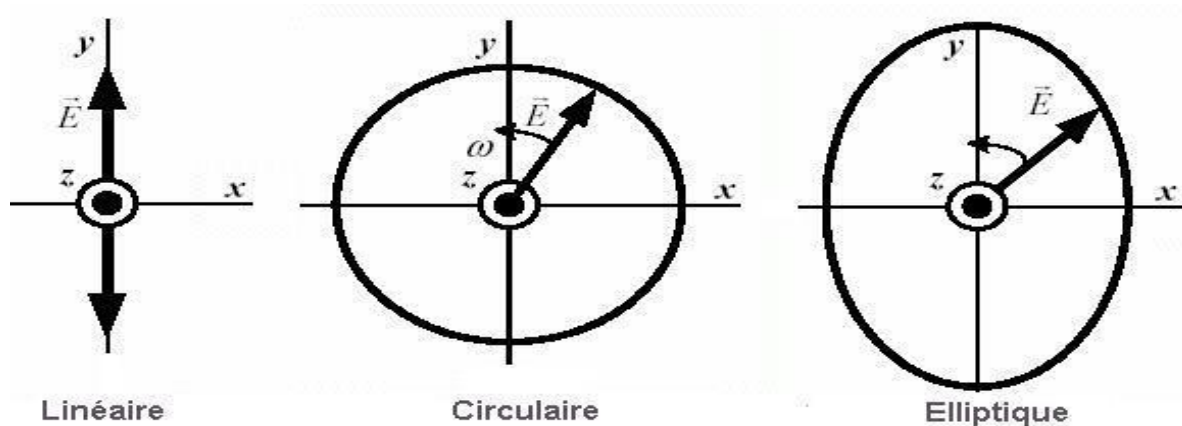


Figure (I.11) : Différentes types de polarisation d'une antenne [30].

### f. Rapport axial

Le rapport axial (en anglais Axial ratio) d'une antenne est défini comme le rapport entre le grand et le petit axe d'un diagramme d'antenne à polarisation circulaire. Si une antenne a une polarisation circulaire parfaite alors ce rapport serait de 1 (0 dB). Cependant il est difficile d'obtenir une polarisation circulaire pure donc : si le rapport axial est égal ou inférieur à 3 dB dans ce cas la polarisation est considérée circulaire et s'il est compris entre 3 et 10 dB la polarisation est considérée elliptique, plus que cela la polarisation est considérée polarisation linéaire.

## III.2 Les antennes imprimées

### Introduction

Le concept d'antennes imprimées, appelées aussi antennes microrubans ou (microstrip patch en anglais) n'est pas un concept nouveau. Les premières publications apparaissent en 1953 avec Deschamps [37] et en 1955 avec le dépôt d'un brevet français par Gutton et Baissinot [21]. Les premières réalisations naissent avec Howell et Munson [39-40-41] en début des années 1970 grâce à l'arrivée sur le marché diélectrique à faible perte.

Durant ces dernières années, Les antennes imprimées sont largement employées dans les systèmes de télécommunications, de mobiles terrestres, de télédétection et télémessure (radar embarqué, avion, fusées, missile, navires, véhicules routiers, etc.), grâce aux avancées en terme de réduction de l'encombrement et dimension [42-43].

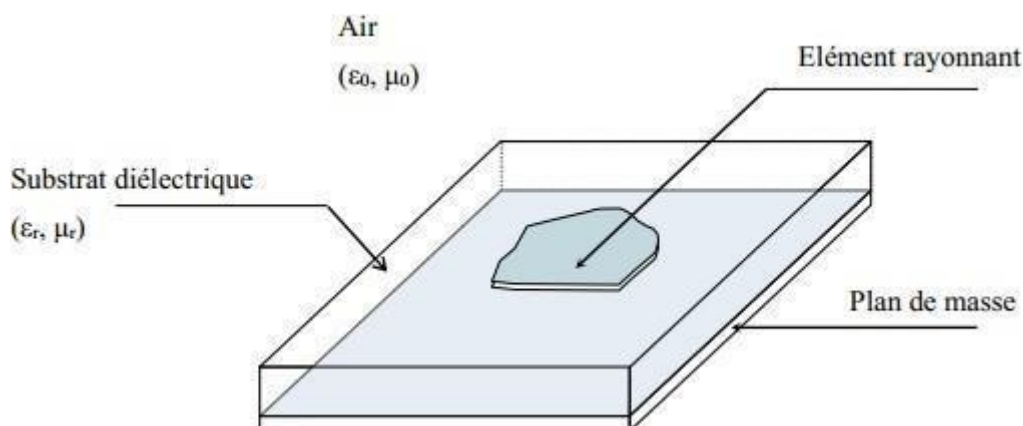
Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antenne : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Elles sont aujourd'hui implantées dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes [43].

### III.2.1 Description d'une antenne imprimée

Une antenne imprimée se compose d'une pièce métallique rayonnante (habituellement de 17,5 à 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur en hyperfréquence et 9  $\mu\text{m}$  en millimétrique) sur un côté du substrat diélectrique et un plan de masse de l'autre côté comme représenté sur la figure (I.12). L'élément rayonnant est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ( $\sigma = 5.7 \times 10^7 \text{ S/m}$ ) et l'or ( $\sigma = 4.1 \times 10^7 \text{ S/m}$ ) [2-28]. En plus le substrat est caractérisé par sa permittivité relative  $\epsilon_r$  et ses pertes diélectriques représentées par le paramètre  $\tan \delta$ .

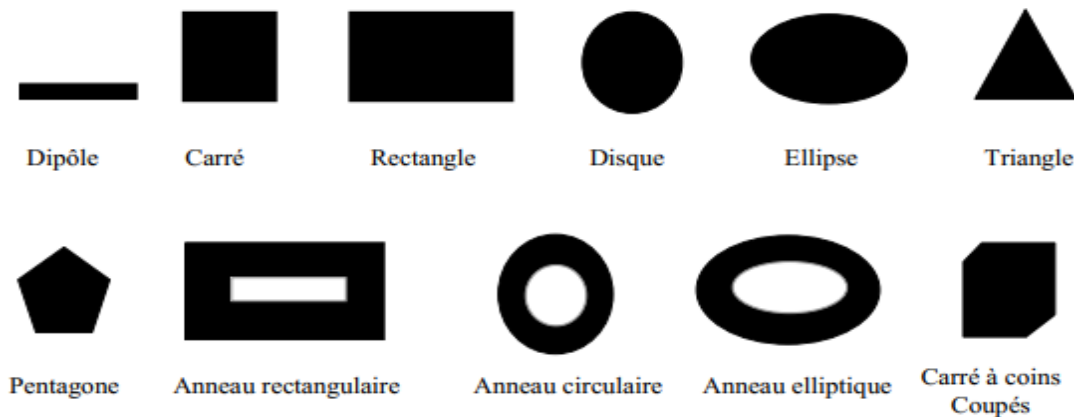
L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photos gravées sur le substrat diélectrique.

Les substrats exploités dans la conception d'antennes sont nombreux. Leurs permittivités relatives sont généralement dans la gamme  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ . Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de faible permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité et une large bande passante. Mais dans ce cas les pertes par ondes de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante [45].



**Figure (I.12) :** Structure de base d'une antenne imprimée [46].

L'élément rayonnant peut épouser plusieurs formes (figure (I.13)). En pratique, on trouve essentiellement des rectangles, des triangles, des carrés et des disques sont les plus utilisés. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication [34].



**Figure (I.13) :** Les différentes formes d'une antenne imprimée [48].

### III.2.2 Avantages et limitations des antennes imprimées

Les antennes imprimées présentent plusieurs avantages par rapport aux antennes micro-ondes conventionnelles, et de nombreuses applications couvrant donc la large gamme de fréquences allant de 100 MHz à 100 GHz. Les principaux avantages des antennes imprimées sont le suivant [49] :

- Fabrication à faible coût.
- Poids léger et profil mince.
- Les polarisations linéaires et circulaires sont possibles avec une alimentation simple.
- Il est facile de fabriquer des antennes à dual-band, multi-bandes et à double polarisation (linéaire et circulaire).
- Peut être facilement intégré aux circuits intégrés à micro-ondes.
- Les lignes d'alimentation et les réseaux d'adaptation peuvent être fabriqués simultanément avec la structure de l'antenne.

Cependant, les antennes imprimées présentent également certaines limites par rapport aux antennes micro-ondes conventionnelles [50] :

- Largeur de bande étroite (5 % à 10 %) et problème de tolérance associés.
- Gain un peu plus faible (de l'ordre 6 dB).

- Les pertes par diélectrique, par conducteur et par onde de surface peuvent être importantes pour les patches minces, ce qui traduit par une mauvaise efficacité de l'antenne.
- La pureté de la polarisation est difficile à obtenir.
- Sensibilité aux facteurs environnementaux tels que la température et l'humidité.

### III.2.3 Applications des Antennes Imprimées [51]

Les antennes imprimées sont bien connues pour leurs performances, leur conception robuste, leur fabrication et leur utilisation étendue. Les avantages de ces antennes sont de surmonter leurs inconvénients tels que la facilité de conception, la légèreté, etc., les applications sont dans divers domaines tels que les applications médicales, les satellites et, bien sûr, même dans les systèmes militaires comme les fusées, les missiles d'avions, etc. Les antennes imprimées sont utilisées dans de nombreux domaines et elles connaissent aujourd'hui un véritable essor commercial en raison du faible coût du substrat et de la fabrication. On s'attend également à ce qu'en raison de l'utilisation croissante des antennes imprimées dans une large gamme, elles puissent remplacer les antennes conventionnelles pour un maximum d'applications. L'antenne imprimée à plusieurs applications. Certaines de ces applications sont présentées ci-dessous :

- Application de communication mobile et par satellite.
- Applications du système de positionnement global (GPS).
- Identification par radiofréquence (RFID).
- Application du radar.
- Application de télémédecine.

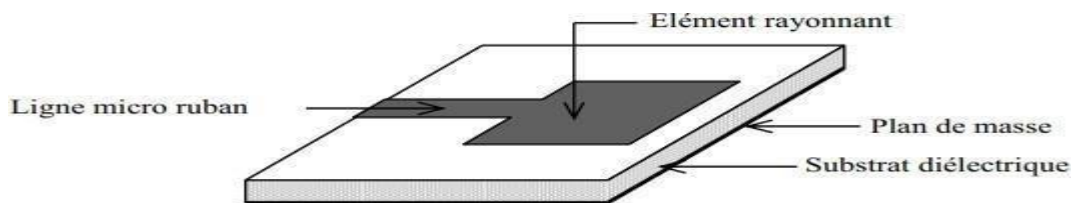
### III.2.4 Techniques d'Alimentation des Antennes Imprimées

Les antennes imprimées peuvent être alimentées par diverses méthodes. Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories : les méthodes d'alimentation avec contact et les méthodes d'alimentation par proximité. Dans la méthode d'alimentation avec contact, le patch de l'antenne est directement alimenté en énergie RF. Les méthodes d'alimentation par contact les plus utilisées sont l'alimentation par microruban et l'alimentation par sonde coaxiale. D'autre part, dans la méthode d'alimentation par proximité, le patch de l'antenne est indirectement alimenté par la puissance RF et la puissance RF est transportée vers le patch par couplage électromagnétique. Les techniques d'alimentation par proximité les plus

Couramment utilisées sont l'alimentation à couplage par ligne et l'alimentation à couplage à travers une fente [52-53-54]. Ces méthodes d'alimentation populaires sont brièvement présentées ci-dessous :

### III.2.4.1 Alimentation par ligne microruban

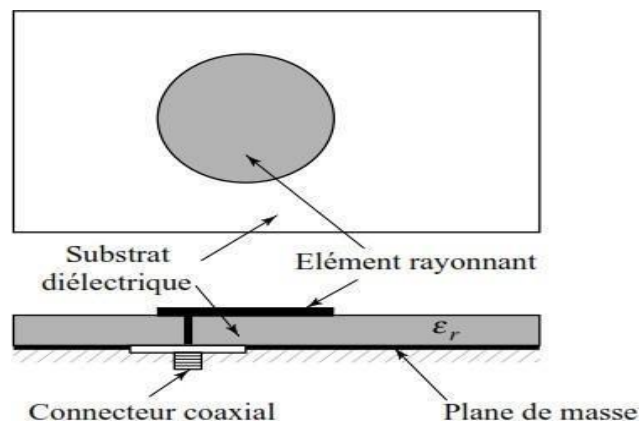
Dans ce type d'alimentation, une ligne microruban est reliée directement au bord de l'élément rayonnant (Figure (I.14)). La largeur de cette ligne est plus petite que celle du patch [38]. L'avantage de ce type d'alimentation est qu'elle peut être gravée sur la même face que l'élément rayonnant, elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à la résonance [58]. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées, elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite.



**Figure (I.14) :** Alimentation par ligne microruban [48].

### III.2.4.2 Alimentation par sonde coaxial

L'alimentation coaxiale, également appelée alimentation par sonde, est une technique largement utilisée pour alimenter les antennes à patches microruban. Dans cette technique, le conducteur interne du connecteur coaxial est tiré à travers le diélectrique et soudé sur le patch rayonnant, tandis que le conducteur externe est fixé au plan de masse (figure (I.15)).

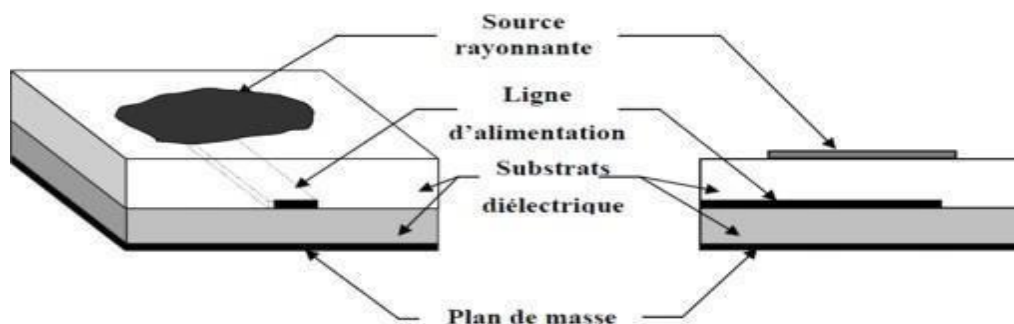


**Figure (I.15) :** Alimentation par ligne coaxial [57]

Le principal avantage de ce schéma d'alimentation coaxial est qu'il peut être placé à n'importe quelle position à l'intérieur du patch pour faciliter son adaptation à l'impédance d'entrée. Cependant, le principal obstacle à cette technique d'alimentation est qu'elle est compliquée à modéliser. En effet, un trou doit être percé dans le substrat et le connecteur doit rester en dehors du plan de masse, ce qui n'en fait pas une structure planaire complète pour les substrats épais. De plus, pour les substrats plus épais, la longueur de la sonde augmentée rend l'impédance d'entrée plus inductive, ce qui entraîne des problèmes d'adaptation d'impédance [58].

#### III.2.4.3 Alimentation couplée par ligne microruban

L'alimentation à couplage de proximité est également appelée schéma de couplage électromagnétique. Dans cette technique, deux substrats diélectriques différents sont utilisés de telle sorte que la ligne microruban est placée entre les deux substrats et le patch rayonnant est situé sur le dessus du substrat supérieur (figure (I.16)). Le principal avantage de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine les rayonnements parasites et offre une bande passante très élevée [59]. Les inconvénients majeurs de cette technique d'alimentation sont la difficulté de fabrication à cause des deux substrats, le coût et la difficulté d'intégration dans les dispositifs électroniques [60].



**Figure (I.16) :** Alimentation couplée par ligne microruban [61]

#### III.2.4.4 Alimentation par couplage à travers une fente

Dans ce type d'alimentation, le patch et la d'alimentation microruban sont séparés par le plan de masse comme indiqué sur la figure (I.17). La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation se fait par une ouverture ou une fente dans le plan de masse [19]. Généralement, des matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur, par contre des

matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch.

Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur de l'antenne. Cependant elle offre une large bande passante

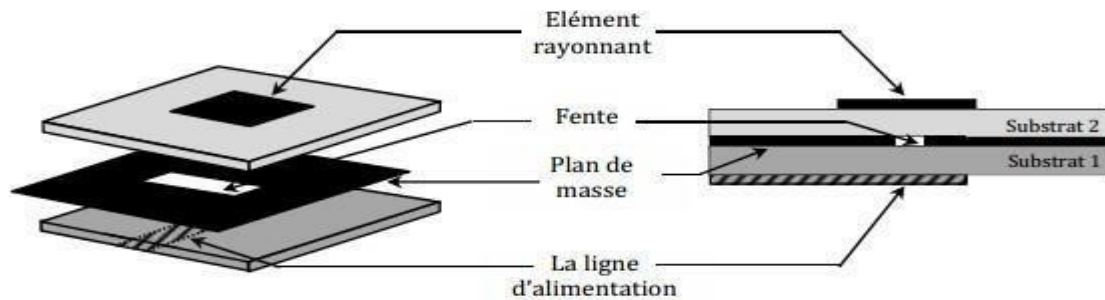


Figure (I.17) : Alimentation couplée par fente [29]

#### III.2.4.5 Alimentation par guides d'ondes coplanaires

Le guide d'onde coplanaire (CPW, coplanar waveguide feed) est une ligne de transmission efficace largement utilisée pour alimenter les antennes imprimées, qui présente l'avantage de placer la ligne d'alimentation placée au même niveau que le plan de masse. Il est constitué d'un ruban central métallique placé entre deux plans de masse parallèles entre eux, déposés sur la même face d'un substrat diélectrique comme l'indique la figure (I.18) [62]. Elle est facile à fabriquer et à intégrer dans les circuits [63].

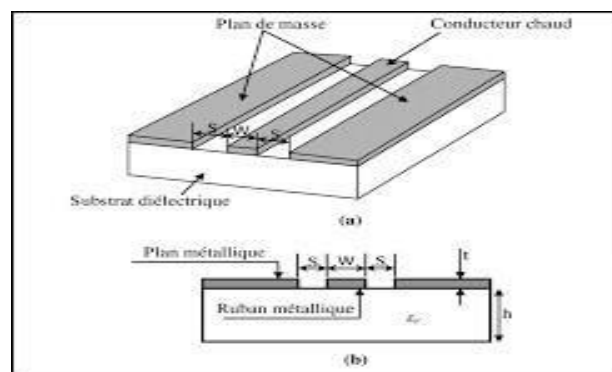
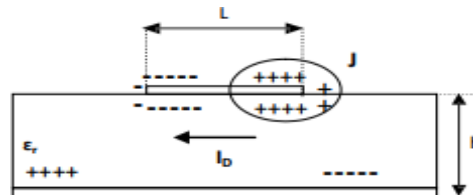


Figure (I.18) : Alimentation par ligne guide d'onde coplanaire [64].

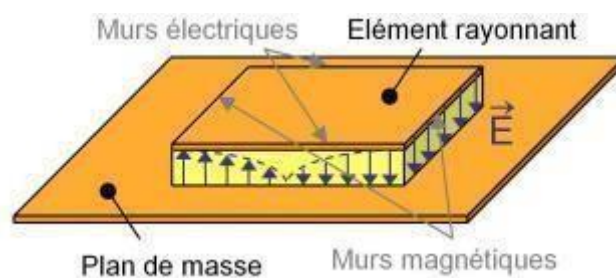
#### III.2.5 Mécanisme de rayonnement d'une Antenne Imprimée

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne imprimée se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Dans ce paragraphe, nous allons résumer le principe de fonctionnement d'une antenne imprimée rectangulaire.

Considérons une antenne rectangulaire à microruban alimentée par sonde, fonctionnant en mode fondamental et conduite par une tension entre la sonde d'alimentation et le plan de masse, ce qui va provoquer l'apparition et la distribution de charges qui s'établit au-dessus et en dessous de l'élément, entre le plan de masse et le substrat (figure (I.19)) et crée un champ électrique vertical entre le patch et le plan de masse [65-66].



**Figure (I.19) :** Distribution des charges et densité du courant sur une antenne microruban [67].



**Figure (I.20) :** Distribution de la composante verticale du champ électrique en mode fondamental [67].

Cette (figure (I.20)) montre la distribution dans le cas particulier où l'antenne rayonne le plus efficacement c'est à dire lorsqu'elle devient résonante (la longueur de l'élément rayonnant est un multiple de la demi-longueur d'onde guidée). Le cas présenté correspond au mode fondamental de l'antenne. La valeur du champ électrique est nulle au centre de l'antenne, ce qui a pour conséquence l'apparition d'un maximum de rayonnement selon la direction normale à l'antenne [29].

### III.3 Méthodes d'analyse

Depuis que le concept d'antenne microruban a été formulé, les chercheurs et les ingénieurs ont voulu prédire les caractéristiques électriques de telles structures pour en simplifier la conception et en améliorer les performances [46]. Plusieurs méthodes d'analyse

ont été utilisées pour la modélisation des antennes imprimées. Ces méthodes d'analyse peuvent être divisées en deux groupes : les méthodes analytiques et les méthodes numériques.

### III.3.1 Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques sont basées sur la distribution du courant magnétique équivalent autour de l'élément rayonnant. Dans cette méthode on distingue deux modèles parmi elle [29] :

- Le modèle de la ligne de transmission
- Le modèle de la cavité

#### III.3.1.1 Modèle de la ligne de transmission [46]

Cette méthode d'analyse est l'une des plus simples, cependant elle donne un bon aperçu physique du fonctionnement de l'antenne. C'est une technique qui traite l'élément rayonnant comme une ligne résonnante ne présentant pas de variation du champ transverse. La seule variation du champ se fait suivant la longueur de l'antenne. Le rayonnement de cette antenne apparaît au niveau de ses extrémités qui sont modélisées par deux fentes rayonnantes, séparées par une ligne de transmission de même longueur que l'antenne (figure (I.21)). C'est une méthode simple qui engendre une bonne interprétation du mécanisme de rayonnement.

Pour réaliser ce modèle il faut tenir compte de certains phénomènes tels que : le rayonnement, la permittivité effective du diélectrique, l'influence de l'alimentation, les pertes et les dimensions effectives de l'élément rayonnant.

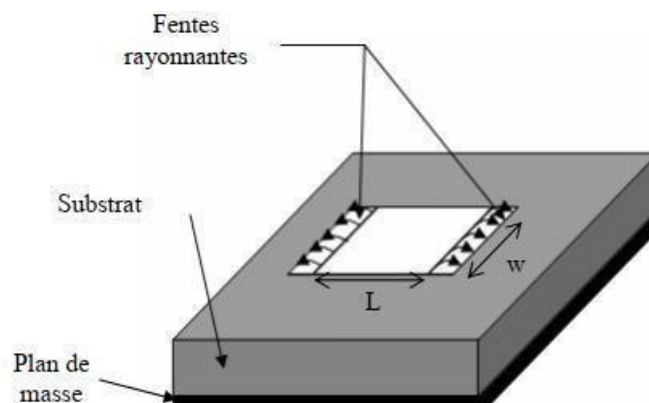
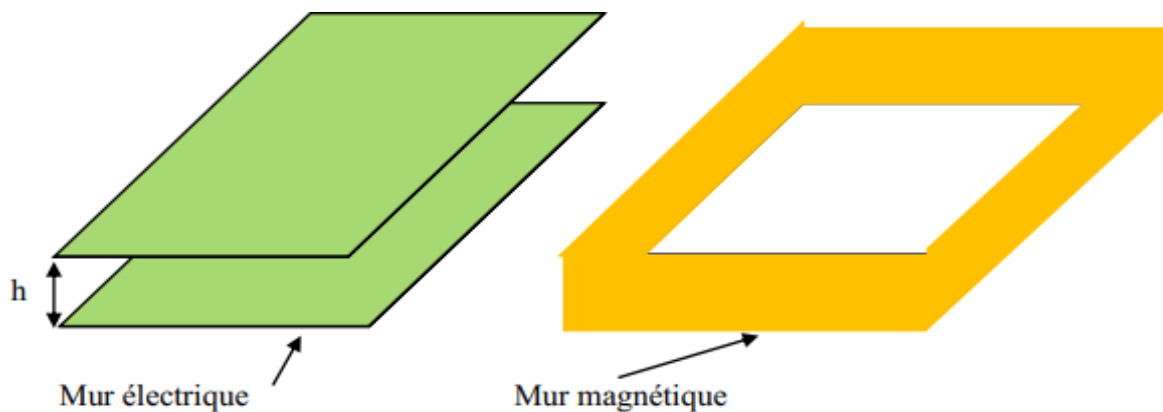


Figure (I.21) : Principe du modèle de la ligne de transmission [68].

### III.3.1.2 Modèle de la cavité

Bien qu'il soit facile à employer le modèle de ligne de transmission, cependant il est utile que pour les antennes de forme rectangulaire ou carrée et il ignore des variations de champ le long des bords de rayonnement [69]. Ces inconvénients peuvent être surmontés en employant le modèle de cavité proposé par *Lo et al* [70]. Ce modèle assimile l'antenne imprimée à une cavité fermée par deux murs électriques en dessous par un plan de masse, en dessus par une plaque conductrice et entourée par une surface latérale qui constitue le mur magnétique comme l'indique la figure (I.22).



**Figure (I.22) :** Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité [70].

Les champs à l'intérieur de la cavité peuvent être exprimés en fonction de modes discrets satisfaisant individuellement des conditions aux limites appropriées. Une fois ces champs connus, le champ rayonné, la puissance totale et l'impédance d'entrée seront alors déduits. En effet, cette méthode fonctionne convenablement lorsque le substrat est mince et doté d'une permittivité relative faible [71].

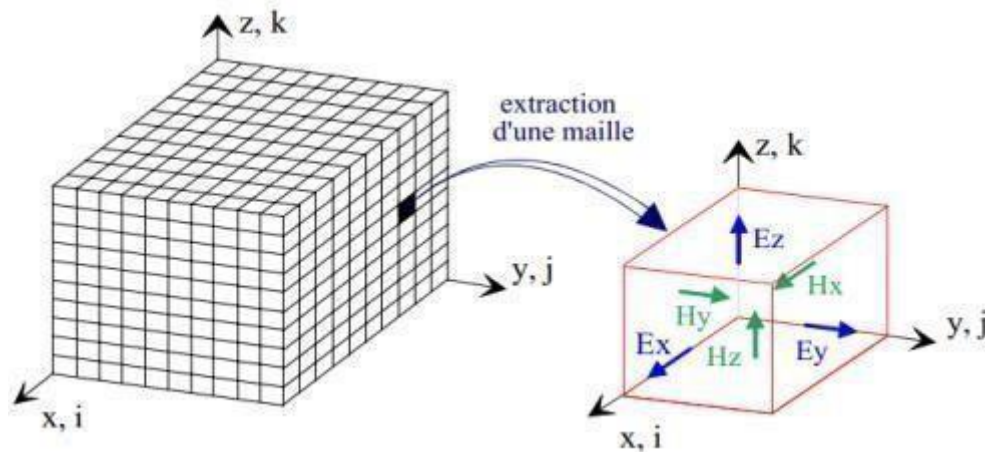
### III.3.2 Méthodes numérique

Les méthodes numériques sont basées sur la distribution du courant électrique sur le conducteur (l'élément rayonnant et le plan de masse). En outre, ces méthodes permettent d'étudier des antennes de forme très variées, mais fait l'appel à des formulations ou calculs plus complexes et des temps de calcul importants. Les plus fréquemment utilisées pour le traitement des antennes microrubans sont [72] :

- Méthode des éléments finis.
- Méthode des différences finies.
- Méthode des moments.

### III.3.2.1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis consiste à résoudre une équation différentielle traduisant le problème physique, associée à des conditions aux limites.



**Figure (I.23) :** Volume de calcul et cellule élémentaire [73].

Le principe du FEM (Finite elements Method en anglais) est de remplacer l'ensemble du domaine de calcul par un certain nombre de petits sous-domaines.

Une analyse par éléments finis des problèmes aux limites comprend principalement les étapes de base suivantes [74]:

- Déterminer les équations différentielles appropriées et des conditions aux limites.
- Génération de maillages FEM appropriés
- Sélection des fonctions de pondération et interpolation et de transformer les équations différentielles en équation matricielles par la méthode variationnelle de Ritz ou la méthode de Galerkin.
- Résoudre le système linéaire.
- Traitements des résultats.

### III.3.2.2 Méthode des différences finis

La méthode F.D.T.D (Finite Difference Time Domain) ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel est une approche numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le domaine temps [75]. La méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées. Les composantes du champ électromagnétique sont

décalées d'une demi-cellule spatiale et calculées d'une manière alternative et itérative à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel [26].

Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme qu'elle utilise et dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel. La puissance de la méthode permet, en outre, la modélisation des sources d'excitation, la simulation de l'espace libre, le traitement de problèmes géométriques liés aux structures (interface, fil mince, etc....) et l'utilisation de divers types de matériaux (dispersifs, anisotropes, etc...). Ainsi, il est possible de simuler rigoureusement l'antenne et son environnement proche [69].

#### **II.4.2.2 Méthode des moments**

La méthode des Moments [76], est basée sur la résolution d'équations intégrales transformées en un système d'équations linéaires. Cette méthode a été introduite pour la résolution des problèmes liés aux antennes et à la diffusion électromagnétique à travers des parois métalliques dans les années 1960 par Harrington [72-77].

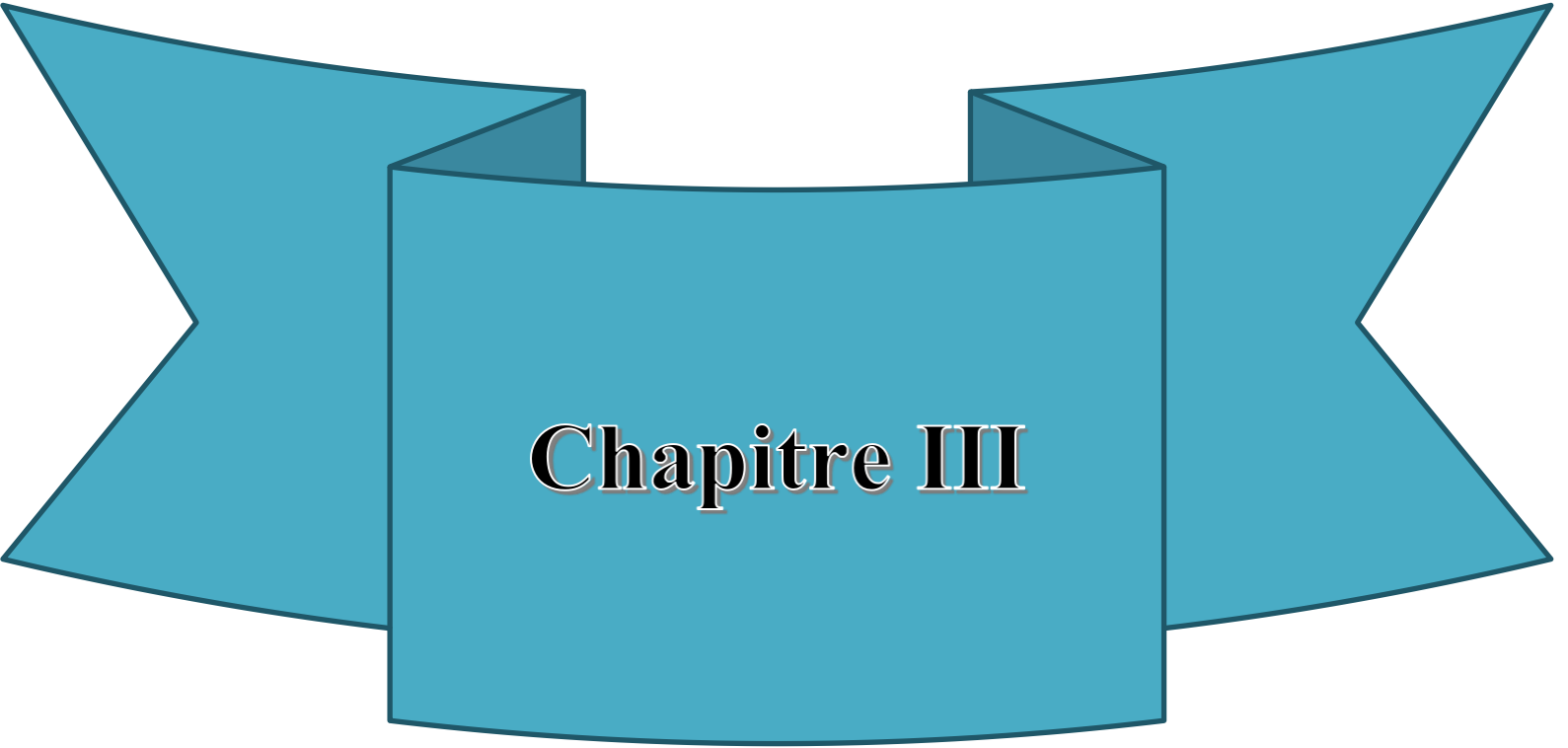
En électromagnétisme, elle s'applique typiquement à la formulation intégrale du champ électrique (Electric Field Integral Equation) pour laquelle les inconnues sont la distribution de courant circulant sur les conducteurs ou, dans le cas de structures planaires multicouches, sur les rubans placés aux interfaces. Le fondement de la MoM consiste à proposer une solution sous la forme d'une somme de fonctions connues auxquelles sont associés des coefficients inconnus. Il s'agit ensuite d'appliquer une procédure de minimisation de l'erreur résiduelle pour générer un système matriciel et déterminer les coefficients inconnus.

La MoM permet de résoudre les problèmes électromagnétiques en décomposant les structures rayonnantes en un grand nombre limité de segments sur lesquels nous pouvons introduire une forme de courant très simple. Le but de la méthode est de calculer la densité de courant surfacique induite sur les métallisations de la structure par un champ électrique incident en régime harmonique (méthode fréquentielle 2D, seules les métallisations sont maillées). La connaissance de la densité de courant en tout point des métallisations permet de calculer les caractéristiques radioélectriques de l'antenne étudiée (champ rayonné ou diffracté et impédance d'entrée). Les avantages de cette méthode sont la précision et la souplesse. Elle peut traiter un élément seul ou plusieurs éléments en réseau ou empilés, les formes arbitraires

et le couplage. Cependant, elle est très complexe et permet moins d'interprétation physique et nécessite un temps de calcul considérable

### **III.4 Conclusion**

Dans ce deuxième chapitre, nous avons abordé les caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes de manière générale. Ensuite, nous avons présenté la technologie des antennes imprimées en mettant en évidence leurs avantages, leurs limitations, ainsi que leurs principales applications. Nous avons également exposé les principales techniques d'alimentation des éléments rayonnants et expliqué le mécanisme de rayonnement. Enfin, la dernière partie du chapitre a été consacrée à la description des différentes méthodes d'analyse, qu'elles soient analytiques ou numériques.



# Chapitre III

### III.1 Introduction

Les antennes jouent un rôle crucial dans une grande variété de systèmes de communication modernes, notamment dans les télécommunications, la radiodiffusion, les applications militaires, ainsi que dans le domaine médical, comme l'imagerie et la télémédecine. Le logiciel CST (Computer Simulation Technology) est un outil de simulation électromagnétique largement reconnu pour la conception, l'analyse et l'optimisation d'antennes. Il permet aux ingénieurs de modéliser avec précision les champs électromagnétiques complexes et de simuler le comportement des antennes dans différents environnements.

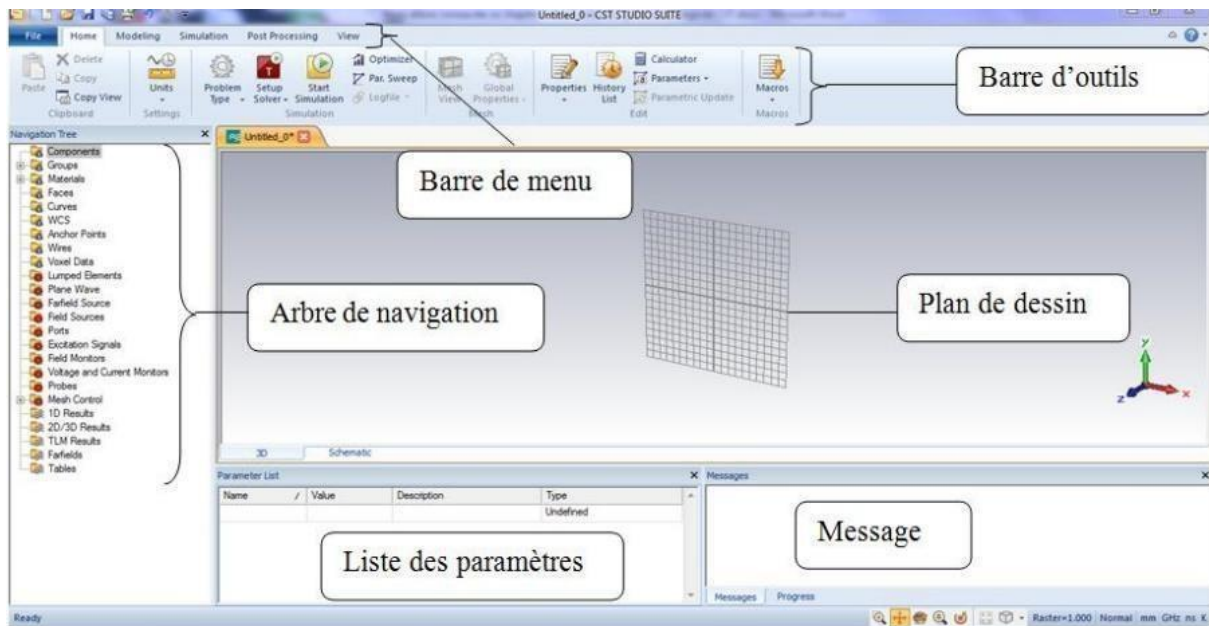
### III.2 Définition du logiciel CST Micro ave studio

L'entreprise allemande CST (Computer Simulation Technology) a été créée en 1992. CST Microwave Studio est sorti pour la première fois en 1998. Notre logiciel utilise la méthode des intégrales finies (FIT, Finite intégration technique) créée par Tomas Weiland. CST Microwave Studio est un logiciel de simulation appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques 3D. Les équations intégrales de Maxwell sont reformulées sous une forme discrète pour être compatibles avec l'informatique et résoudre des problèmes à géométrie complexe. La FIT consiste à représenter des équations de Maxwell sur un espace de grille, tout en maintenant les caractéristiques de conservation de l'énergie, et en créant des équations différentielles spécifiques comme celle de Poisson ou l'équation d'onde

La particularité de cet outil, comme tous les simulateurs 3D, réside dans sa capacité à traiter toutes sortes de structures homogènes et inhomogènes, peu importe la technologie employée. [80]

### III.3 Description générale de l'interface CST

Après avoir sélectionné le modèle de structure, on accède à l'interface d'utilisateur du CST.



**Figure III. 1:** L'interface du logiciel CST studio.

Les avantages et fonctionnalités pertinentes pour la conception d'antennes sont :

- **Modélisation 3D Précise :** CST MWS permet la création de modèles 3D précis des antennes et de leur environnement, ce qui est crucial pour des analyses détaillées et exactes.
- **Large Gamme de Solvers :** Le logiciel offre une variété de solveurs pour différentes applications et fréquences, permettant de choisir l'outil le plus adapté pour chaque type d'antenne.
- **Analyse Fréquentielle et Temporelle :** CST MWS peut effectuer des analyses dans le domaine fréquentiel et temporel, offrant une vue complète des performances de l'antenne sur une large bande de fréquences.
- **Optimisation Paramétrique :** Les outils d'optimisation intégrés permettent d'ajuster automatiquement les paramètres de conception pour obtenir des performances optimales de l'antenne.
- **Interfaces avec Autres Outils :** CST MWS peut s'interfacer avec d'autres logiciels de conception électronique, facilitant l'intégration dans des flux de travail plus larges.
- **Simulation des Champs Proches et Lointains :** Le logiciel permet d'analyser les champs proches et lointains, ce qui est essentiel pour évaluer les performances de rayonnement de l'antenne. [80]

- **Support pour Matériaux Complexes** : CST MWS permet la modélisation de matériaux complexes et anisotropes, ce qui est souvent nécessaire pour des conceptions d'antennes avancées.
- **Outils de Post-traitement** : Le logiciel offre des outils avancés de visualisation et de post-traitement, facilitant l'analyse des résultats de simulation.

Le choix de CST Microwave Studio pour cette étude de conception d'antennes est justifié par plusieurs facteurs clés :

- **Précision et Fiabilité** : CST MWS est réputé pour sa précision dans la modélisation des phénomènes électromagnétiques, ce qui est essentiel pour concevoir des antennes performantes.
- **Polyvalence des Solvers** : La disponibilité de multiples solveurs permet de traiter une large gamme de problèmes électromagnétiques, offrant une grande flexibilité dans la conception.
- **Rapidité de Simulation** : Grâce à ses algorithmes optimisés et à sa capacité à utiliser pleinement les ressources matérielles modernes, CST MWS permet des simulations rapides, réduisant ainsi le temps de développement.
- **Outils d'Optimisation** : Les fonctionnalités d'optimisation intégrées permettent de perfectionner rapidement les conceptions d'antennes pour atteindre les spécifications désirées.
- **Intégration Facile** : La capacité de CST MWS à s'intégrer avec d'autres outils de CAO et de simulation facilite un flux de travail harmonieux et efficace, essentiel pour des projets complexes.
- **Support et Documentation** : CST offre un excellent support technique et une documentation détaillée, aidant les utilisateurs à résoudre rapidement les problèmes et à tirer le meilleur parti du logiciel. [78]

#### III.4 La géométrie de l'antenne d'émission

L'antenne proposée est déduite de la structure publiée en [80] où le patch a une forme circulaire avec des fentes et coupures. Cette antenne est alimentée par une ligne micro- ruban d'impédance  $Z = 50 \Omega$  avec un substrat de type Rogers (permittivité relative  $\epsilon_r = 2.3$ , épaisseur de 2 mm, et pertes de 0.0175). La forme et les dimensions de l'antenne sont données dans la figure (III.2).

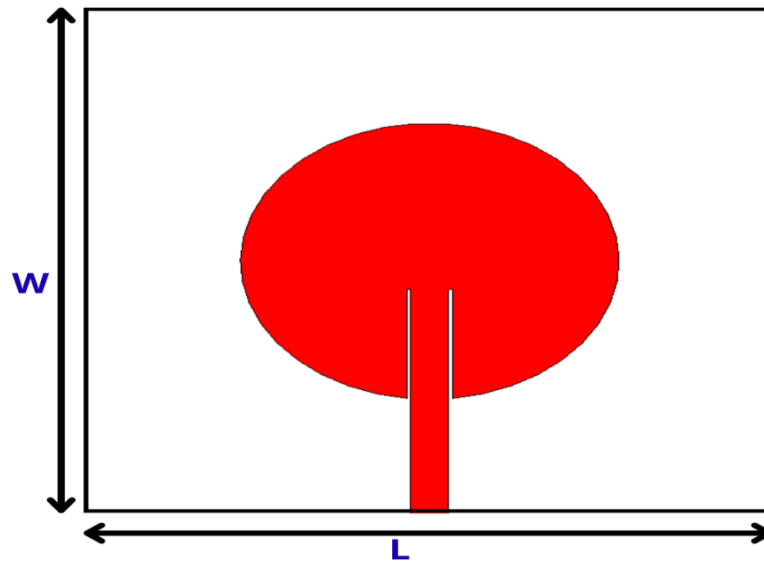


Figure III. 2: Structure et dimensions de l'antenne

#### IV .4.1 Les étapes de conception

Dans notre prototype on a fait plusieurs essais comme définie ci-dessous

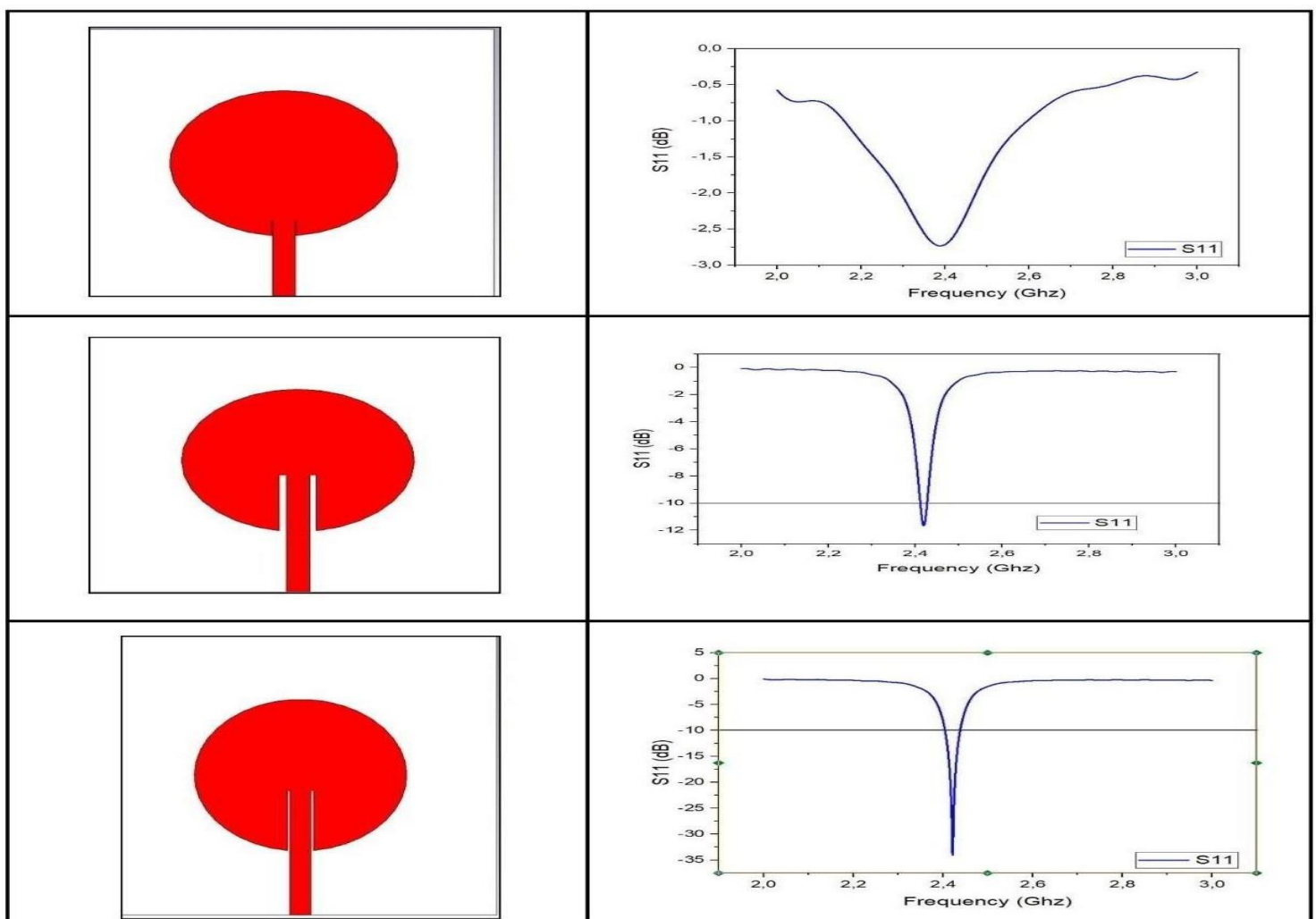
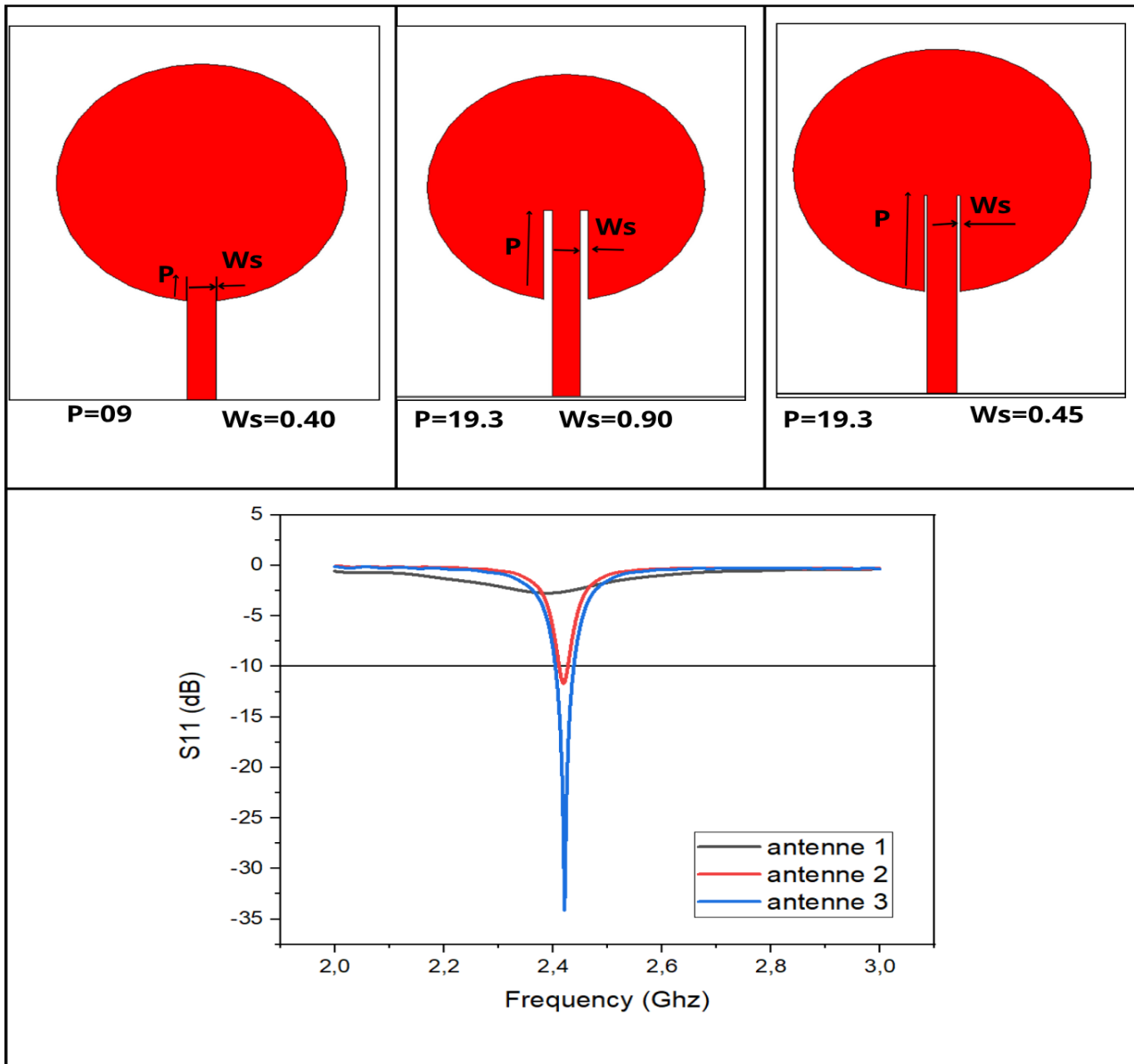


Figure III. 3 les étapes de conception

L'optimisation du plan de masse par ajout et ajustement de fentes (slots) permet d'améliorer significativement l'adaptation de l'antenne à la fréquence 2.45 GHz. Ce changement de fonte a conduit à une antenne fonctionnelle avec un  $S_{11} < -10$  dB, assurant ainsi un bon rayonnement pour les applications visées

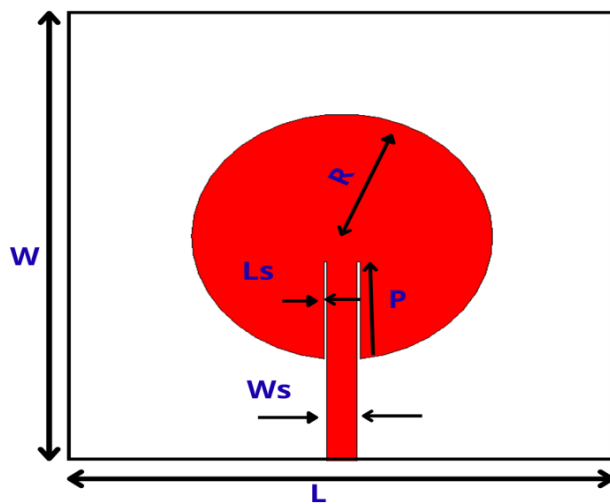


**Figure III.4** Les étapes nécessaires pour obtenir le meilleur résultat l'antenne

Cette étude met en évidence l'importance cruciale du réglage des paramètres géométriques de la fente d'alimentation sur les performances d'adaptation de l'antenne.

En réalisant un balayage paramétrique des dimensions ( $P$  et  $W_s$ ), il a été possible d'identifier une configuration optimale (Antenne 3), pour laquelle le  $S_{11}$  atteint une valeur minimale à la fréquence de 2,45 GHz

### III.4.2. Dimension d'antenne final



(A)



(B)

Figure III.5 – dimension d'antenne final

| L  | W  | R    | Ls   | Ws   | P    |
|----|----|------|------|------|------|
| 90 | 90 | 12.2 | 0.45 | 0.90 | 19.3 |

TABLEAU III.1– Les paramètres d'antenne

### III.5. Simulation d'antenne TX sur CST

#### III.5.1 Coefficient de réflexion $S_{11}$

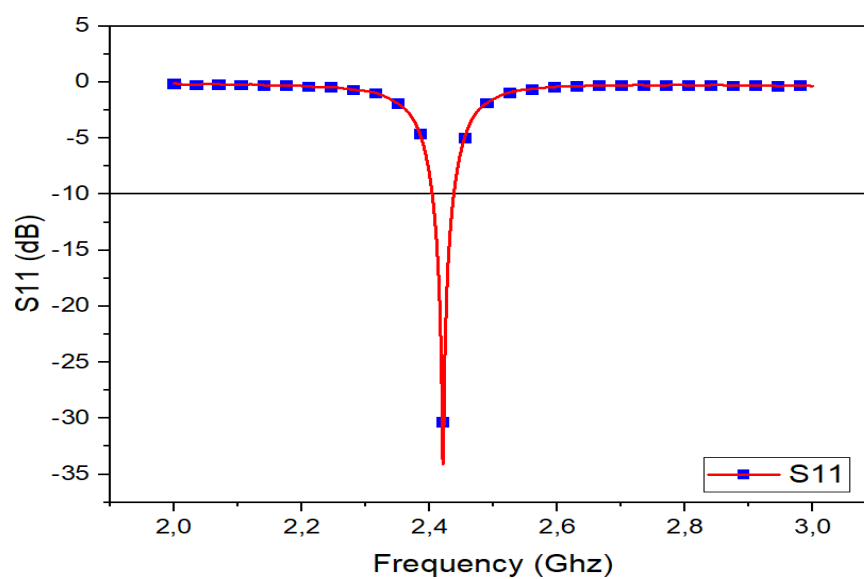
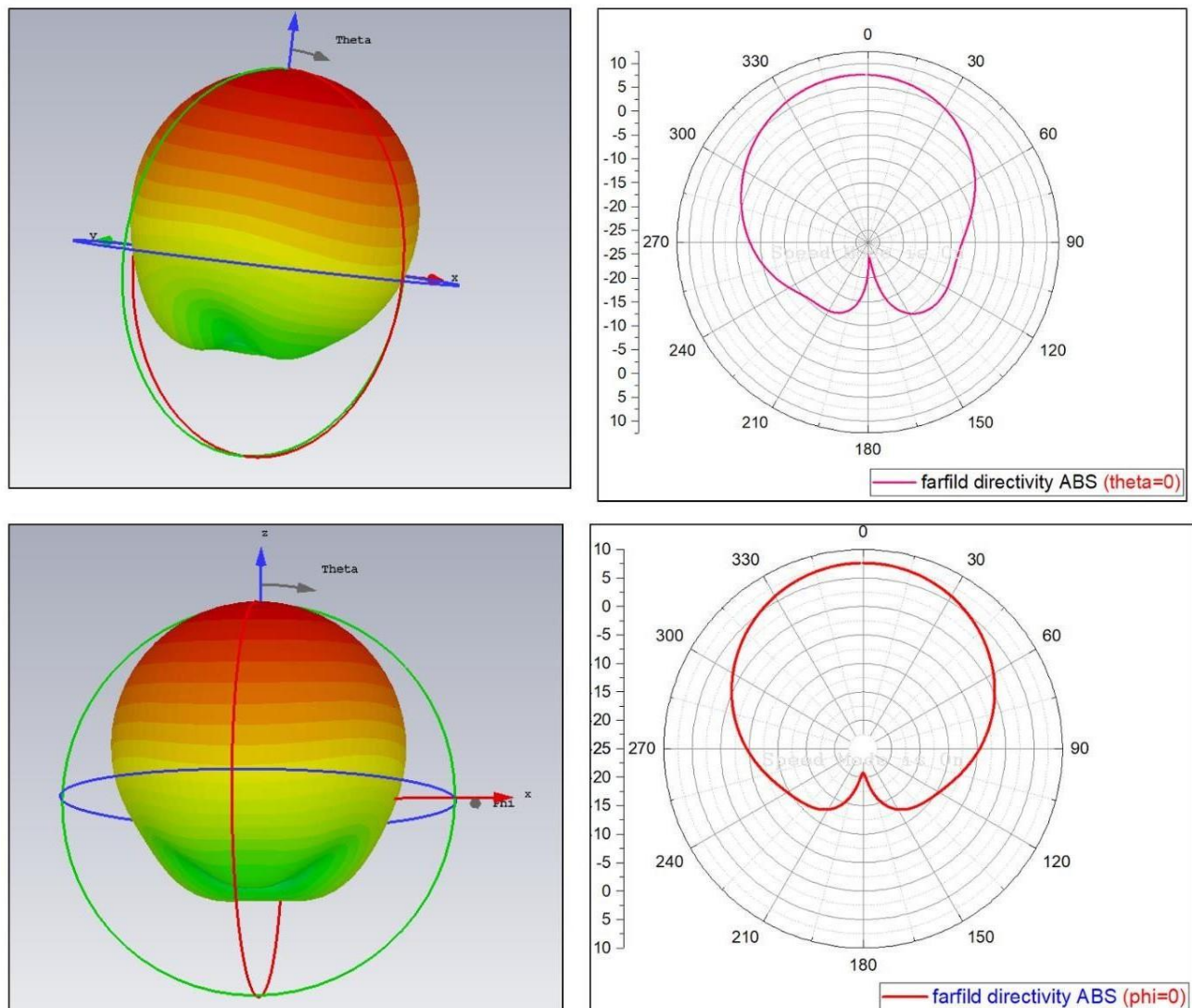


Figure III.6 – Coefficient de réflexion  $S_{11}$  d'antenne TX

L'antenne simulée sous CST a présenté une résonance à 2,4 GHz avec un coefficient de réflexion de -23,80 dB. Cette fréquence se situe dans la bande ISM, répondant ainsi parfaitement à l'objectif visé

### III.5.2 Diagramme de rayonnement

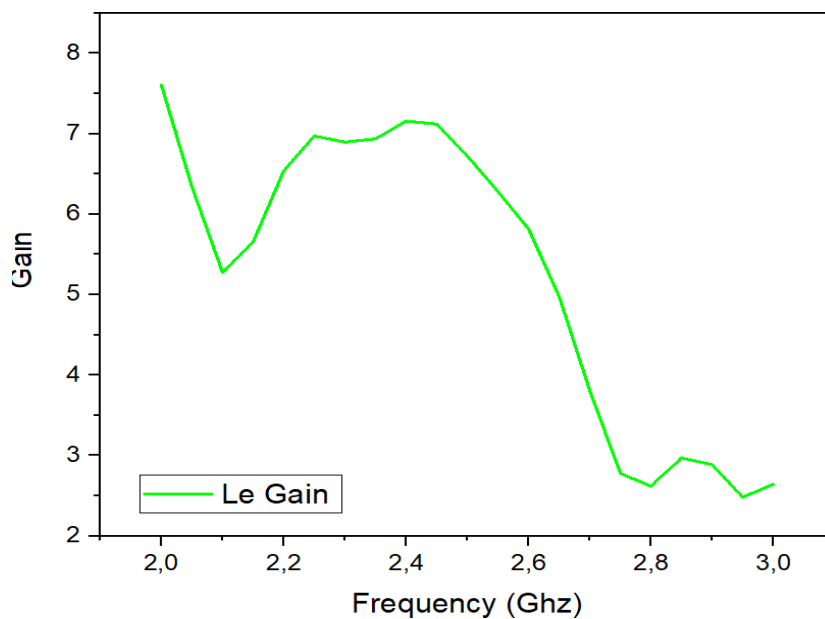


**Figure III.7** Diagramme de rayonnement d'antenne sur deux plans  
(A) Plan E. (B) Plan H

L'antenne présente un rayonnement directionnel, centré autour de l'axe Z, avec :

- Une bonne directivité dans le plan principal,
- Une réduction significative du rayonnement dans les directions opposées (notamment arrière),
- Ce qui indique une efficacité de rayonnement convenable pour des applications en bande ISM (2.4 GHz).

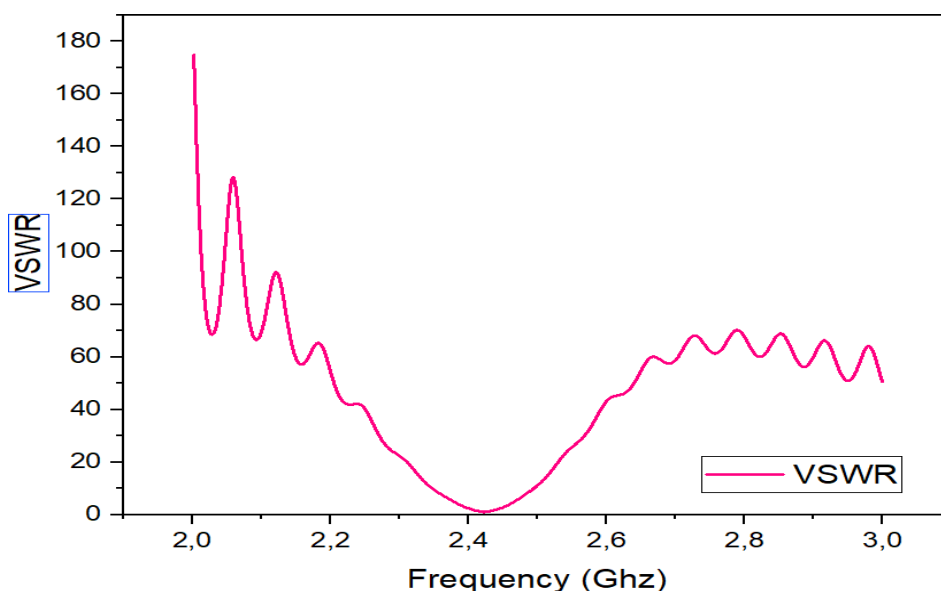
### III.7.2 Gain



**Figure III.8** Le gain de l'antenne en fonction de la fréquence

L'antenne offre un gain satisfaisant et stable autour de 2,45 GHz, ce qui confirme sa bonne adaptation et performance dans la bande. Cela la rend parfaitement adaptée aux applications de communication ou de transfert d'énergie dans cette bande

### III.5.4 VSWR

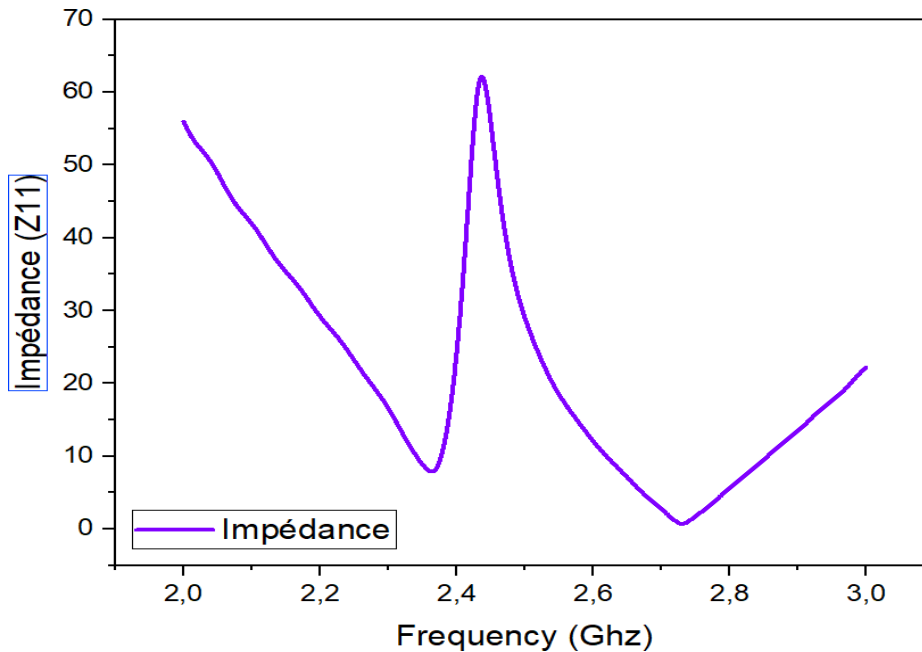


**Figure III. 9**–Le VSWR de l'antenne en fonction de fréquence

Un taux d'ondes stationnaires (**VSWR**) plus faible (idéalement égal à 1) indique une meilleure adaptation d'impédance, ce qui signifie qu'une plus grande partie de la puissance est transmise à la

charge, avec moins de puissance réfléchi. Le minimum observé autour de 2,45 GHz suggère une fréquence de résonance ou une bande de fonctionnement où le dispositif est bien adapté.

### III.5.5 L'impédance $Z_{11}$

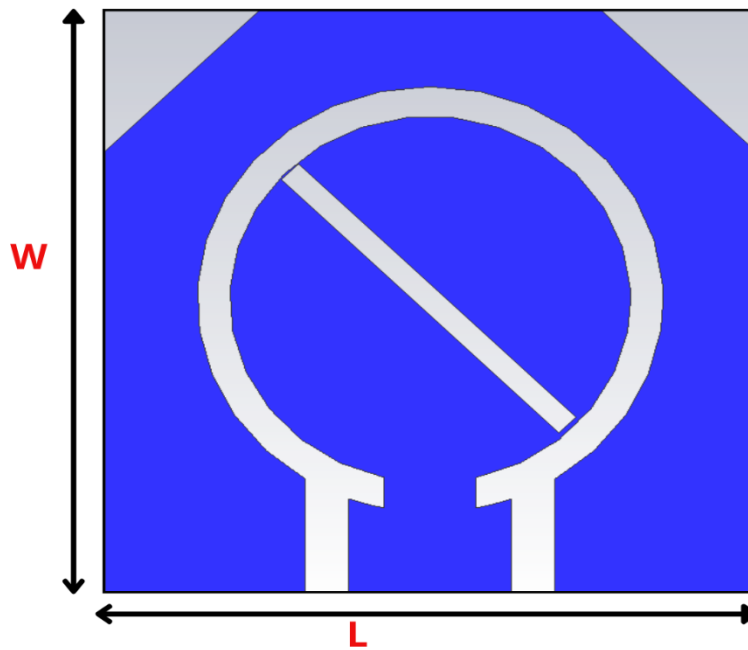


**Figure III.10** L'impédance  $Z_{11}$  d'antenne en fonction de fréquence

La courbe de l'impédance  $Z_{11}$  (impédance d'entrée) fournit des informations essentielles sur le comportement de l'antenne dans la plage de fréquences de 2,4 GHz à 2,8 GHz. L'élément le plus significatif est le pic d'impédance prononcé, dépassant 60 ohms, observé aux alentours de 2,45 GHz. Cette résonance à haute impédance à 2,45 GHz indique clairement la fréquence de fonctionnements principaux ou la fréquence de résonance de l'antenne.

### III.6 La géométrie de l'antenne de réception

Dans notre travail, nous avons choisi une antenne patch en forme circulaire Cette antenne [80] est alimentée par une ligne micro-ruban d'impédance  $Z = 50 \Omega$  avec un substrat de type FR-4. Le substrat a une taille de  $12 \times 12 \times 1.5$  mm, une permittivité relative  $\epsilon_r = 4.3$ , et une hauteur  $h = 1.5$  mm Le plan de masse est un plan imprimé complètement sur la surface inférieure du substrat.



III.11 Antenne patch de forme anneaux

Figure

### III.6.2 Les étapes de conception

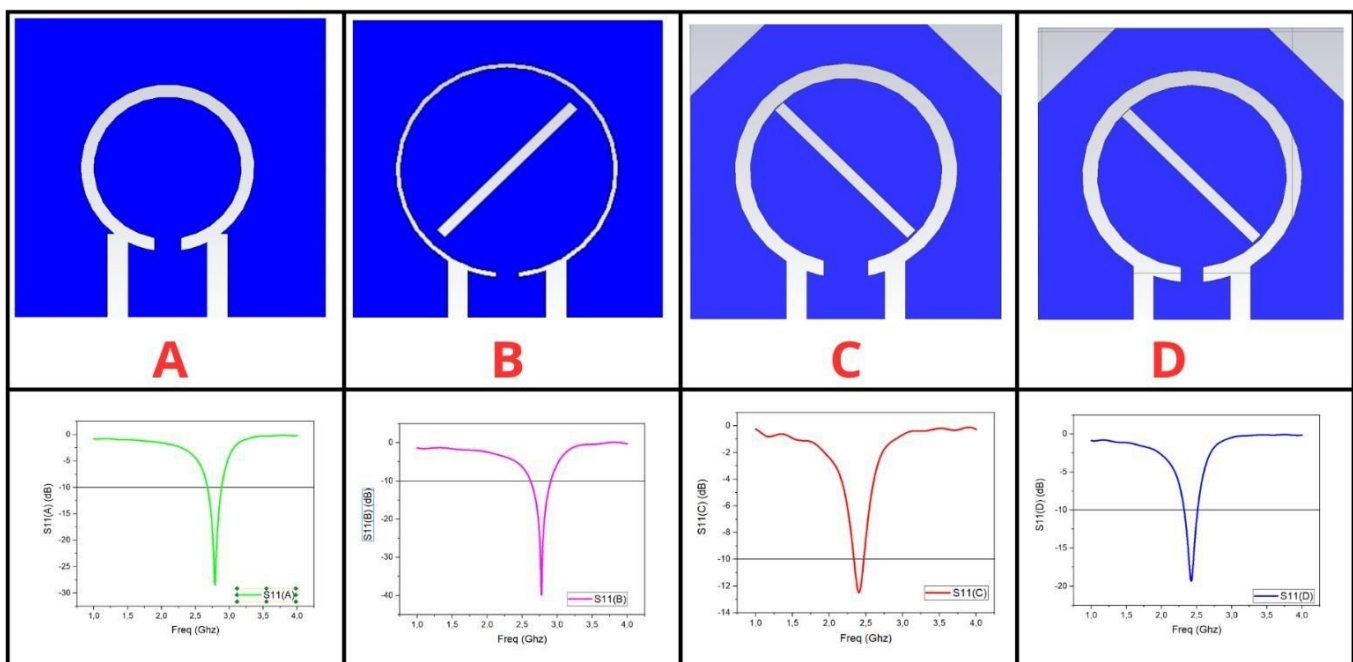
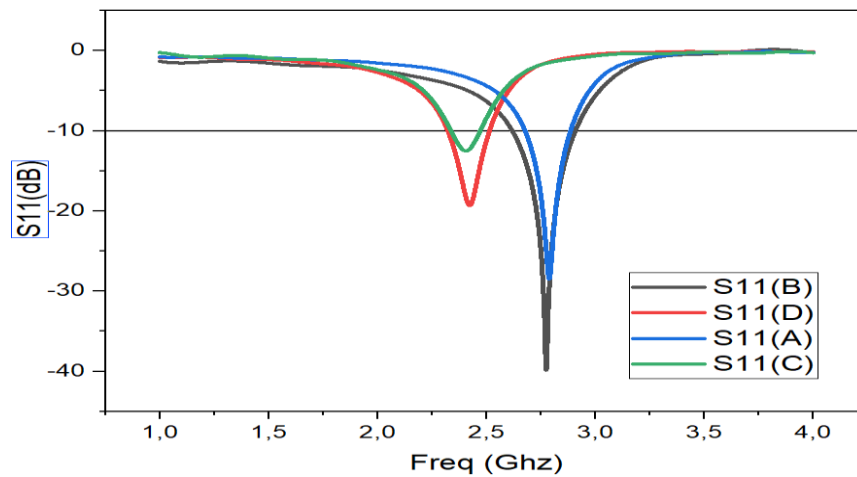


Figure III. 12 Les étapes de conception d'antenne

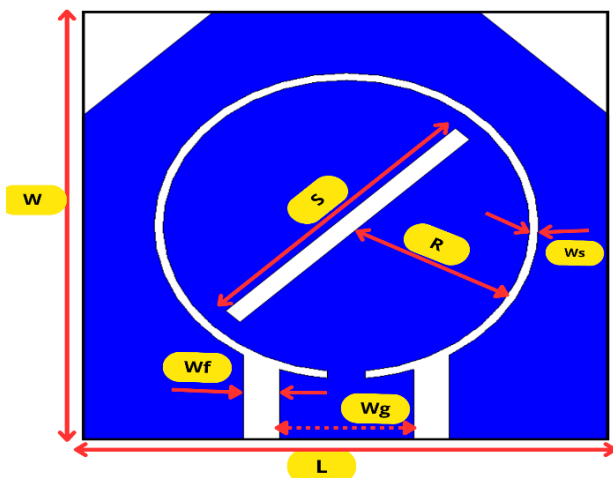
L'objectif est d'identifier, parmi quatre conceptions d'antennes (A, B, C, D), celle qui offre la meilleure adaptation d'impédance (valeur de S11 la plus faible) autour de la fréquence cible 2,45 GHz, en vue d'optimiser le transfert de puissance.



**Figure III.13** les coefficients des réflexions des antennes proposées

Sur ce graphique, l'antenne D (courbe rouge) est la plus performante pour une application centrée à 2,45 GHz. Elle présente une valeur de  $S_{11}$  bien en dessous du seuil de -10 dB, ce qui signifie une adaptation d'impédance efficace et un bon transfert de puissance.

### III.6.3 Dimension d'antenne final



(A)



(B)

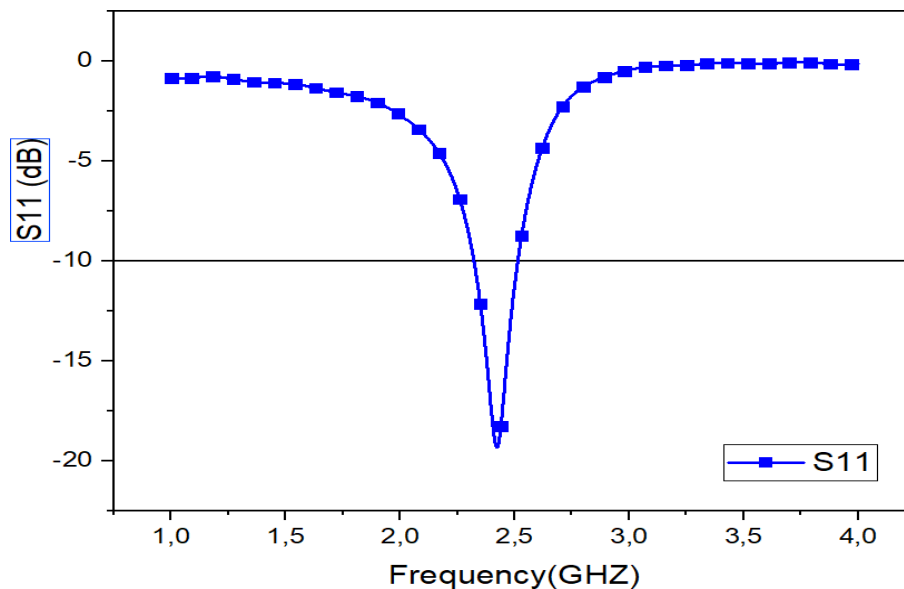
- **Figure III.14** – dimension d'antenne final

| W  | L  | S    | R | Ws   | Wg | Wf |
|----|----|------|---|------|----|----|
| 12 | 12 | 6.25 | 3 | 0.45 | 2  | 1  |

**Tableau III.2** Les paramètres d'antenne

### III.7. Simulation d'antenne RX sur CST

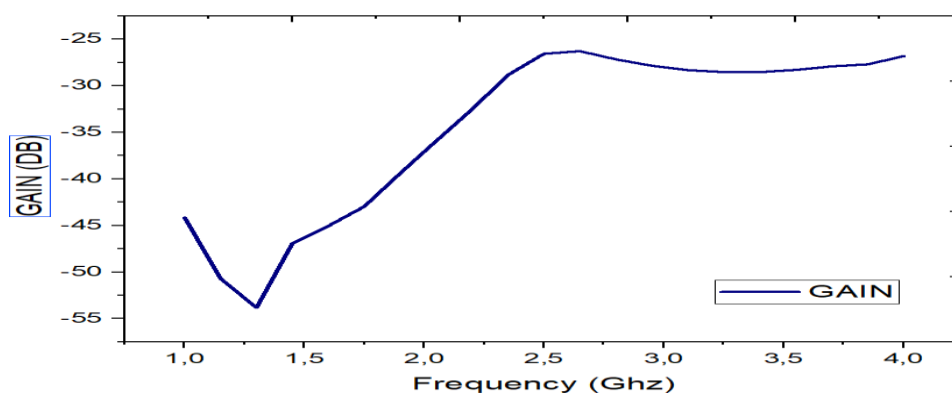
#### III.7.1 Coefficient de réflexion $S_{11}$ (RX)



**Figure III.15** – Coefficient de réflexion  $S_{11}$  d'antenne

Ce graphique montre une résonance nette autour de 2,45 GHz, où le  $S_{11}$  atteint un minimum d'environ -19 dB. Cela représente une excellente adaptation, bien en dessous du seuil typique de -10 dB requis pour garantir de bonnes performances

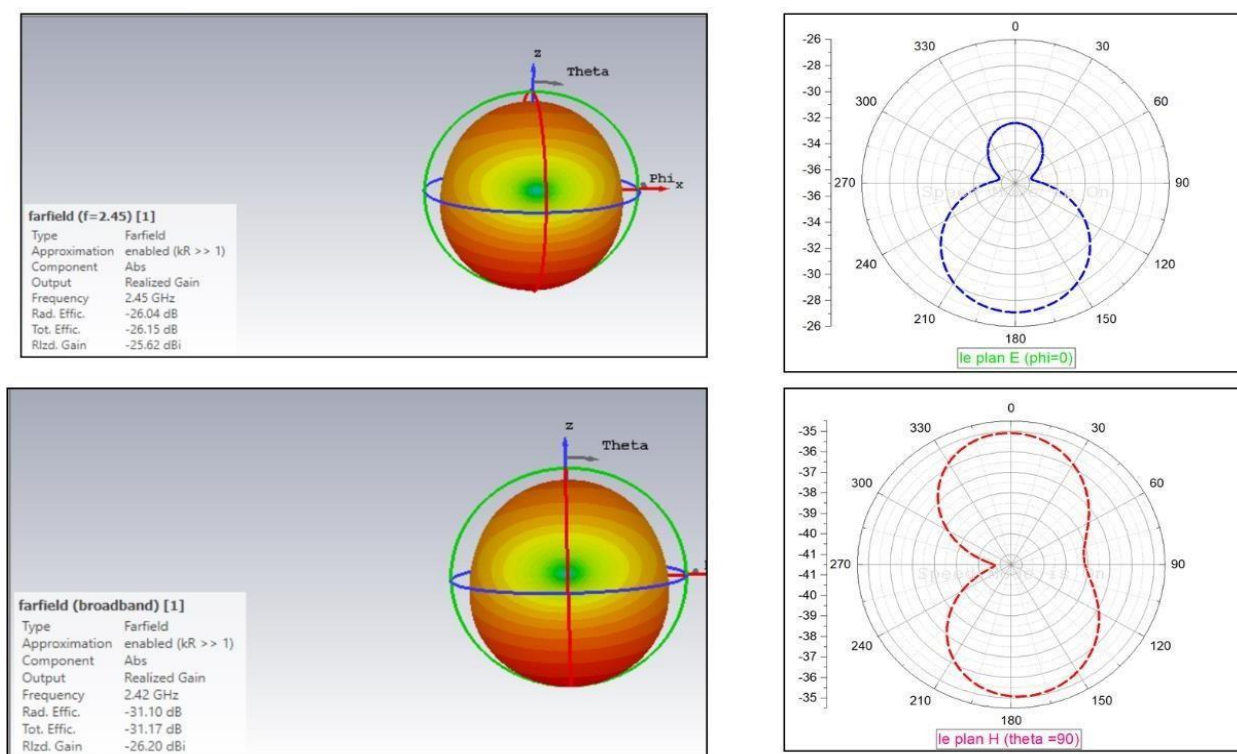
#### III.7.2 Gain



**Figure III.16** – Le gain de l'antenne en fonction de la fréquence

Pour une antenne implantable, un gain de l'ordre de -26 dB est typique et souvent acceptable. Les contraintes de taille réduite et le fonctionnement dans un milieu absorbant (le corps humain)

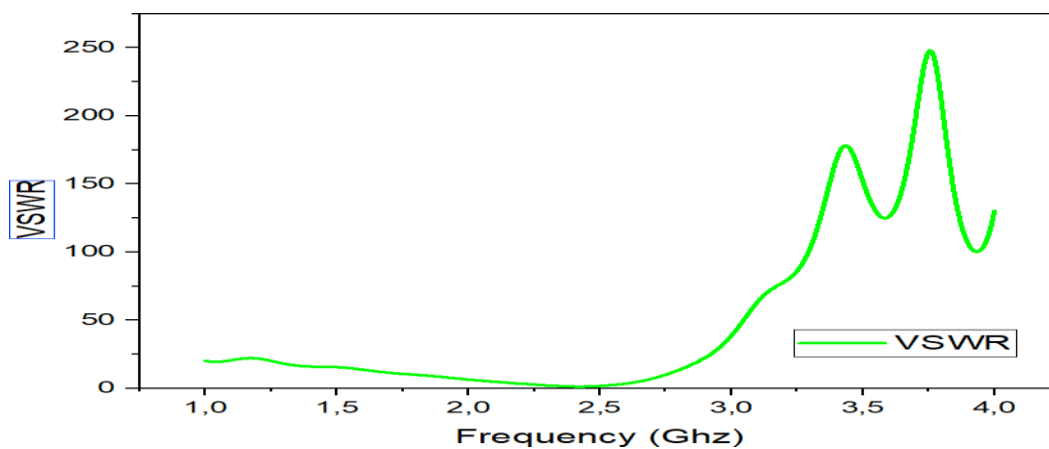
### III.7.3 Diagramme de rayonnement



**Figure III.17-** Diagramme de rayonnement d'antenne sur (A) Plan E. (B) Plan H

Dans ce cas des antennes implantables, la directivité du lobe principal influence directement l'orientation optimale du dispositif pour garantir une communication stable et efficace en assurant un couplage maximal entre l'antenne implantée et le système de lecture externe.

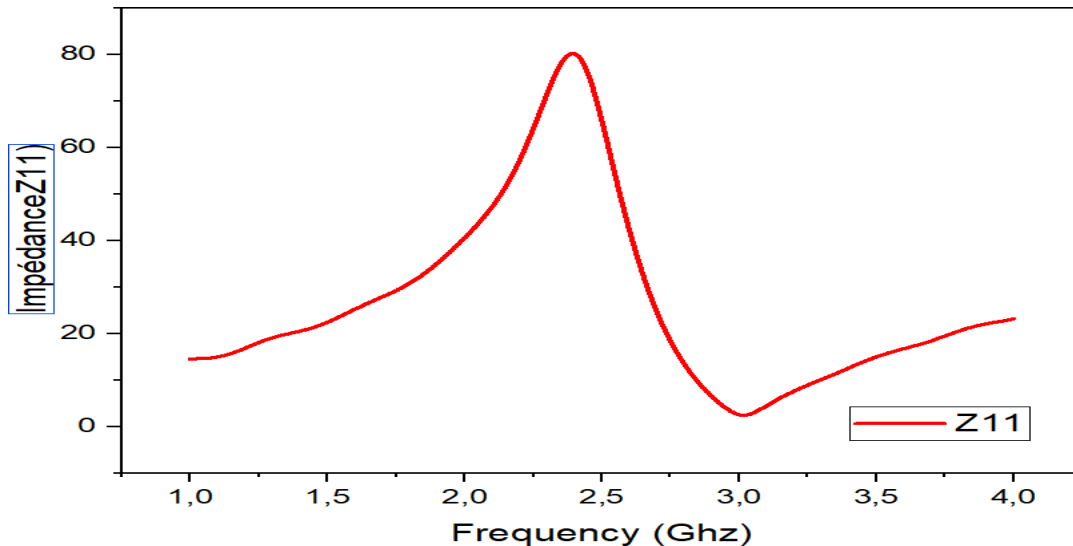
### III.7.4 VSWR



**Figure III.18–** Le VSWR de l'antenne en fonction de fréquence

le minimum de VSWR est observé à 2.45 GHz, avec une valeur proche de 1, ce qui confirme que l'antenne est parfaitement adaptée à cette fréquence

### III.7.5 L'impédance $Z_{11}$

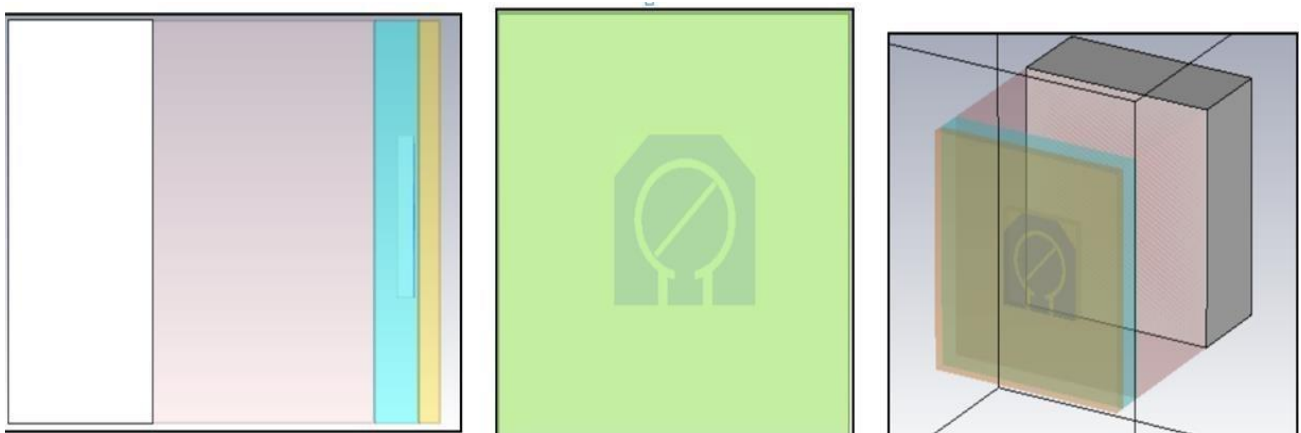


**Figure III.19** L'impédance  $Z_{11}$  d'antenne en fonction de fréquence

La courbe  $Z_{11}$  caractérise la capacité de l'antenne à transférer de l'énergie (une antenne est une structure réciproque) à différentes fréquences. Le pic d'impédance à 2.45 GHz est la preuve d'une excellente résonance et d'une bonne adaptation à la fréquence de fonctionnement visée, permettant un transfert de puissance maximal.

### III.8. l'antenne implantée sous la peau d'un être humain

Pour modéliser l'antenne implantable placée sous la peau humaine et évaluer ses performances, on utilise des outils de simulation électromagnétique avancés, tels que CST



**Figure III.20**– L'antenne implantée dans le modèle sous la peau d'un être humain

C'est ce modèle d'antenne implantée sous la peau qui est utilisé afin d'évaluer ses performances électromagnétiques dans un environnement simulé reproduisant fidèlement les caractéristiques du corps humain. Les paramètres S11 (coefficient de réflexion) et S21 (coefficient de transmission ou de couplage) sont calculés afin d'analyser le comportement réel de l'antenne en présence des tissus biologiques, ce qui permet de mieux anticiper ses performances en conditions réelles d'implantation

| Tissues                | $\epsilon$ [F/m] | $\sigma$ [S/m] | $\rho$ [kg/m <sup>3</sup> ] | épaisseur [mm] |
|------------------------|------------------|----------------|-----------------------------|----------------|
| <b>Peau (Skin)</b>     | 37.95            | 1.49           | 1001                        | 2              |
| <b>Graisse (Fat)</b>   | 5.27             | 0.11           | 900                         | 5              |
| <b>Muscle (Muscle)</b> | 52.67            | 1.77           | 1006                        | 20             |
| <b>Os (Bone)</b>       | 18.49            | 0.82           | 1008                        | 13             |

**Tableau III.3** Caractéristiques du modèle de fantôme à quatre couches (2,45 GHz) [81]

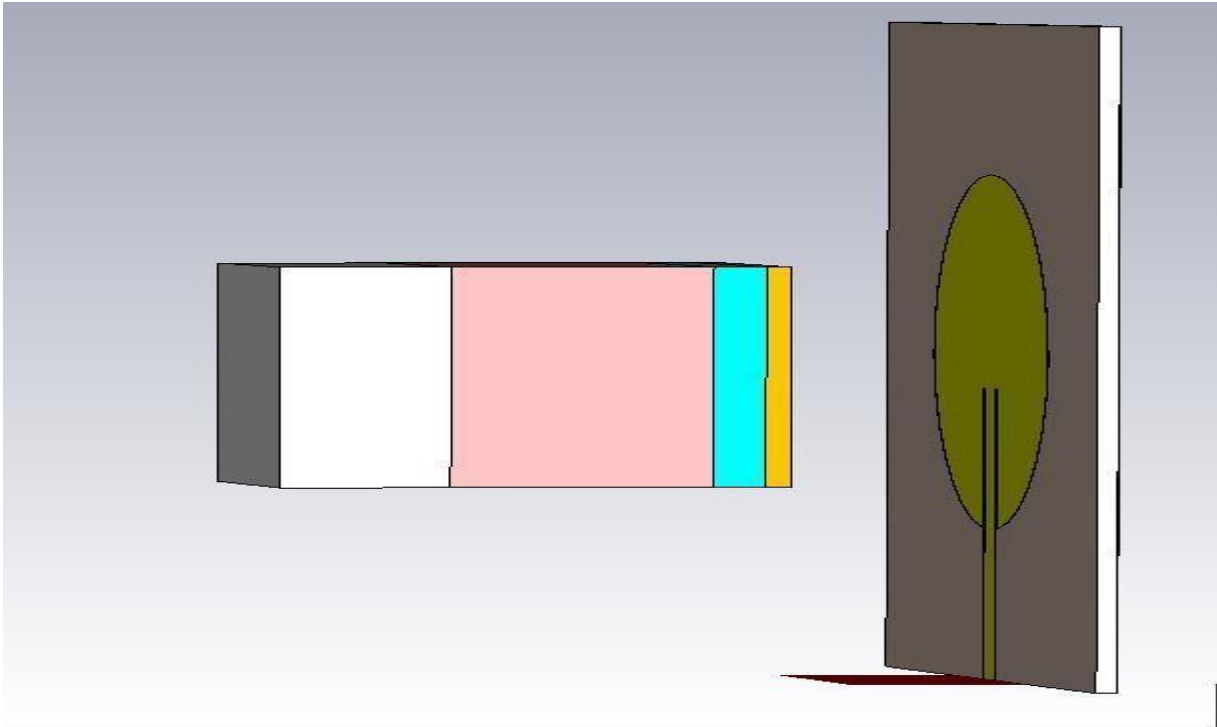
Pour simuler de manière réaliste les performances d'une antenne implantable, un modèle de fantôme à quatre couches est utilisé. Ce modèle représente les différentes couches de tissus biologiques humains traversées par les ondes électromagnétiques. Il permet d'évaluer avec précision l'impact de chaque tissu sur la propagation et la performance de l'antenne, notamment à la fréquence de 2,45 GHz.

### III.8.1 Simulation de l'antenne implantée

Pour faire l'optimisation d'un système global de transfert d'énergie sans fil, dans le but d'améliorer de manière significative l'efficacité de transfert de puissance (PTE) vers des dispositifs médicaux implantables (IMD). Cette optimisation vise à surmonter les limitations liées à la propagation des ondes électromagnétiques à travers les tissus biologiques, qui engendrent généralement une forte atténuation et des pertes importantes. Pour répondre à cet enjeu, une approche comparative est adoptée en deux étapes :

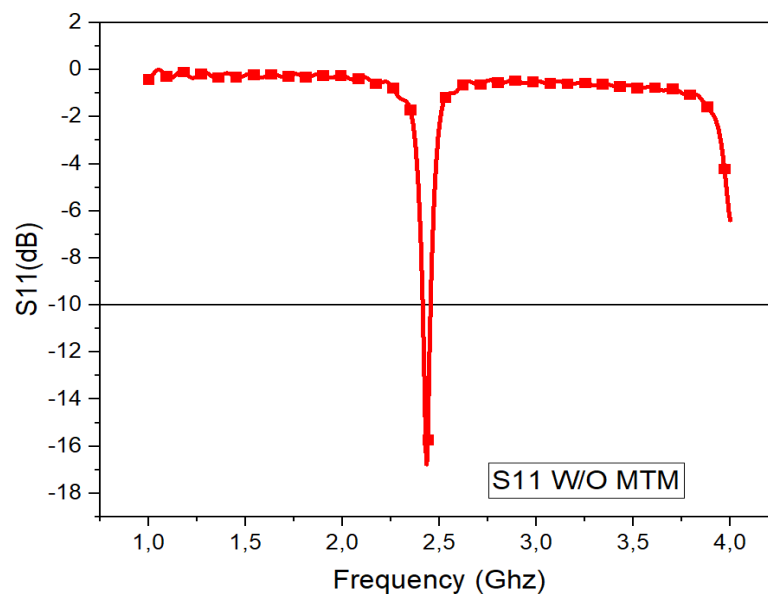
### III.8.2 Caractérisation du Lien WPT Sans Métamatériau (MTM) :

Dans un premier temps, les performances de transfert d'énergie sont évaluées en simulant le système avec l'antenne Tx émettant directement vers l'antenne Rx (implantée), à travers un modèle réaliste des tissus biologiques, sans l'ajout d'un méta matériau. Cette étape établit une ligne de base des performances (notamment le S21)



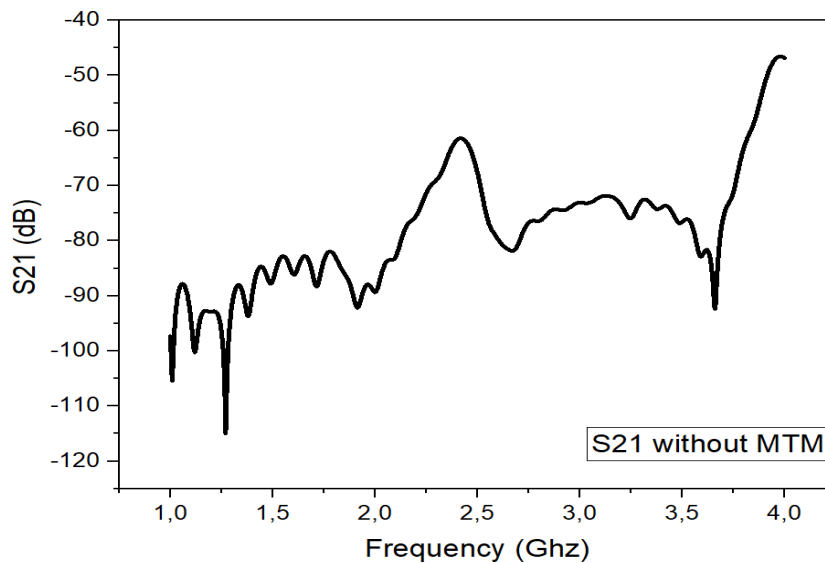
**Figure III.21**– antenne TX positionné à une distance du fantôme la peau

### III.8.2.1 Coefficient de Réflexion $S_{11}$ (sans MTM)



**Figure III.22** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (sans MTM) de système (TX et RX)

### III.8.2.2 Coefficient de Transmission $S_{21}$



**Figure III.23** Coefficient de Transmission  $S_{21}$  de système (TX -RX)

### III.8.3 Caractérisation du Lien WPT avec Métamatériau (MTM)

Cette seconde étape évalue l'impact de l'intégration d'un métamatériau (MTM) sur l'efficacité du transfert d'énergie (PTE) du système. Une dalle de MTM, caractérisée par une propriété d'indice zéro (ZIM) à 2.45 GHz, est insérée stratégiquement entre l'antenne d'émission (Tx) et le modèle de tissu cutané. Les performances de transmission ( $S_{21}$ ) et de réflexion ( $S_{11}$ ) du système sont alors simulées dans cette nouvelle configuration.

#### III.8.3.1 Géométrie et conception du Métamatériau (MTM)

Le métamatériau (MTM) utilisé dans ce travail est une cellule unitaire carrée simple face, comme illustré dans la figure correspondante. Ce MTM est conçu avec une impédance caractéristique de  $Z = 50 \Omega$  et repose sur un substrat de type FR-4. Le substrat présente les caractéristiques suivantes : dimensions de  $20 \times 20 \times 1,5 \text{ mm}^3$ , une perméabilité relative  $\epsilon_r = 4,4$ , et une épaisseur  $h = 1,6 \text{ mm}$ .

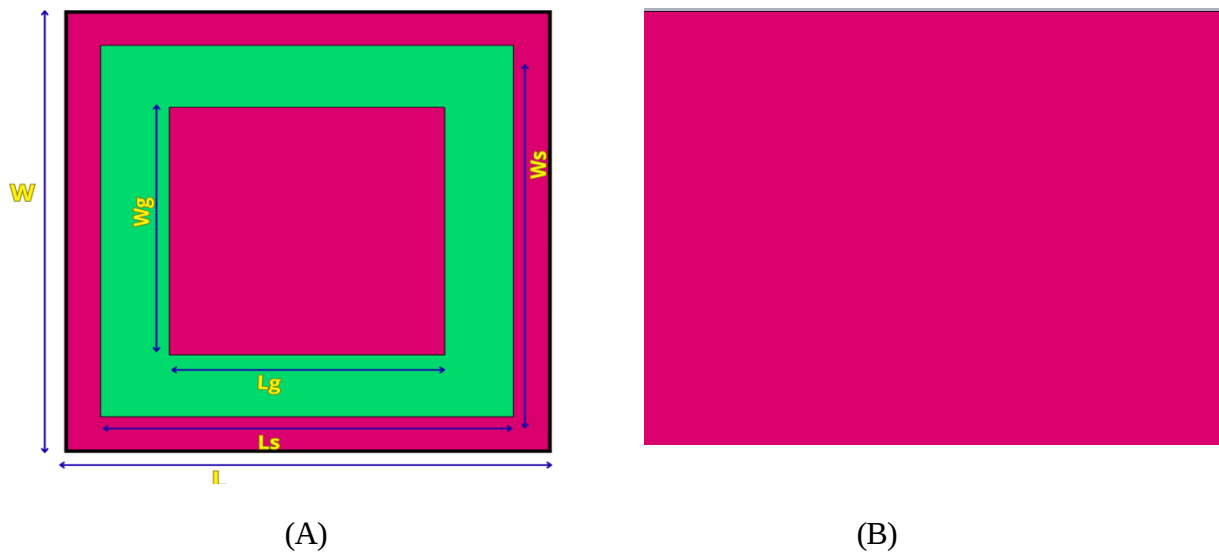
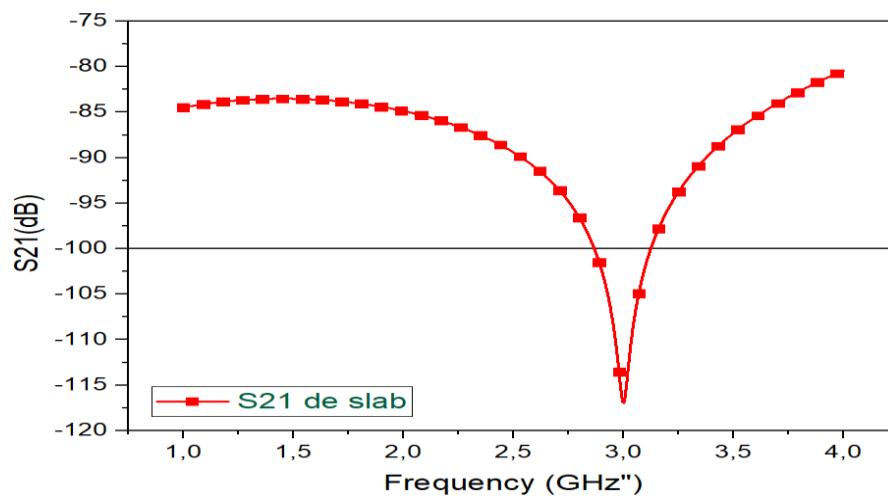


Figure III.24– dimension MTM final

| W  | L  | Ws | Ls | Wg | Lg |
|----|----|----|----|----|----|
| 20 | 20 | 18 | 18 | 12 | 12 |

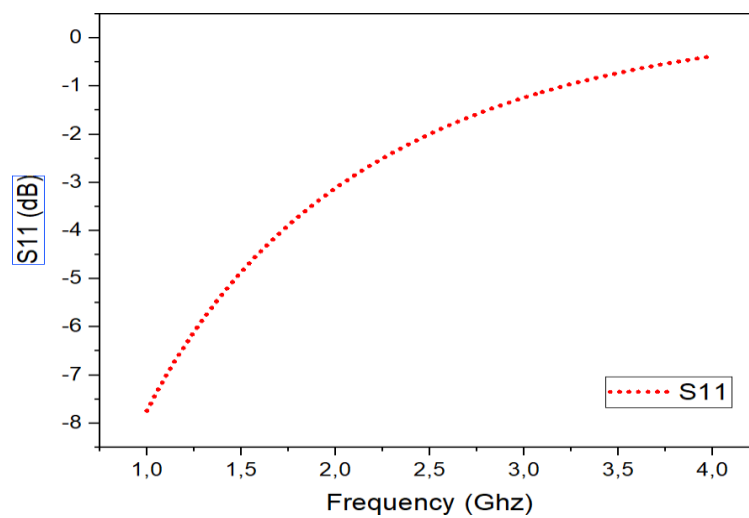
TABLEAU III.4 – Les paramètres de MTM

### III.8.3.2 Coefficient de Transmission $S_{21}$

on  $S_{21}$ Figure III.25– Coefficient de Transmission  $S_{21}$  de MTM

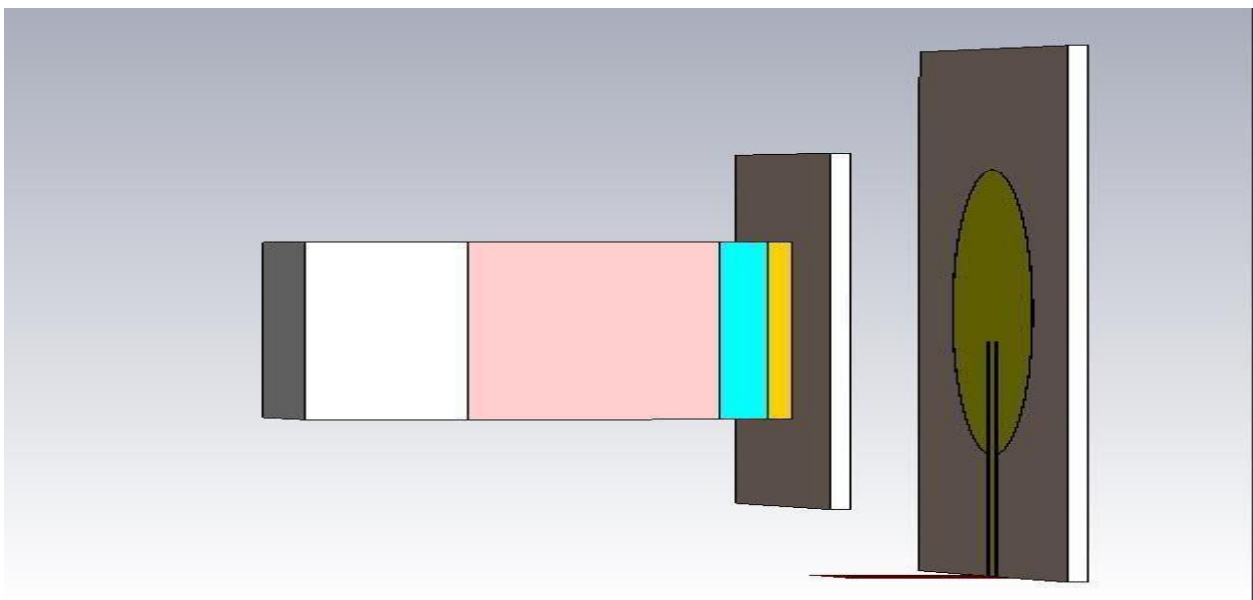
le coefficient de transmission ( $S_{21}$ ) de MTM. Il montre une transmission d'énergie très faible (très négative en dB) sur l'ensemble de la bande de fréquence. À la fréquence de fonctionnement ciblée de 2.45 GHz, le  $S_{21}$  est d'environ -95 dB.

### III.8.3.3 Coefficient de Réflexion $S_{11}$



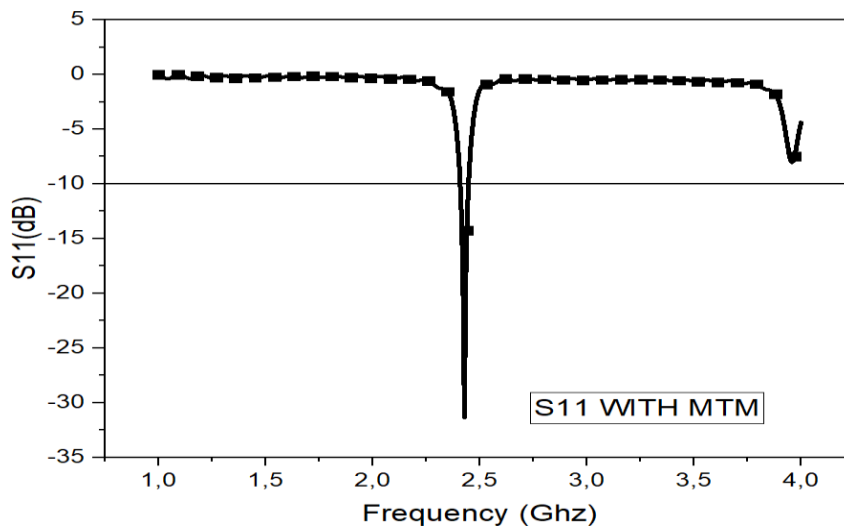
**Figure III.26**– Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de MTM

La conception de cette cellule unitaire MTM est basée sur un substrat FR4, ayant un constant diélectrique de 4,4, une tangente de perte de 0,02 et une épaisseur de 1,6 mm. Les caractéristiques du paramètre S de cette cellule unitaire carrée ont été obtenues en utilisant des conditions aux limites périodiques. La propriété d'indice zéro est obtenue à la fréquence de fonctionnement souhaitée de 2,45 GHz.



**Figure III.27**– MTM positionné à une distance entre TX ET fantôme la peau d'un être humain

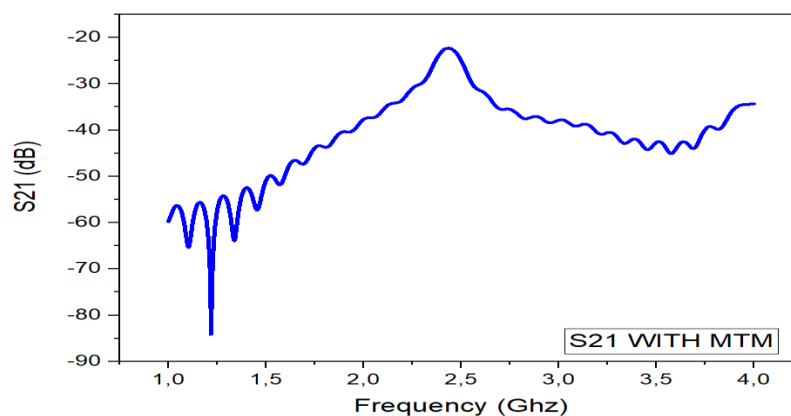
### III.8.3.4 Coefficient de Réfexion $S_{11}$ (avec MTM)



**Figure III.28** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (avec MTM) de système (TX - RX )

La présence du métamatériau (MTM) entraîne une différence très légère (environ 17 dB) du  $S_{11}$  à 2,45 GHz. Dans cet ensemble spécifique de courbes, le cas sans MTM présente techniquement une correspondance d'impédance légèrement meilleure (-16 dB) que le cas avec MTM (-33 dB). Les deux valeurs indiquent néanmoins une bonne adaptation (meilleure que -10 dB). Cela signifie que l'intégration du MTM a un impact négligeable sur l'adaptation d'impédance de l'antenne, ce qui est un aspect positif, car cela ne dégrade pas de manière significative les performances propres de l'antenne.

### III.8.3.5 Coefficient de Transmission $S_{21}$

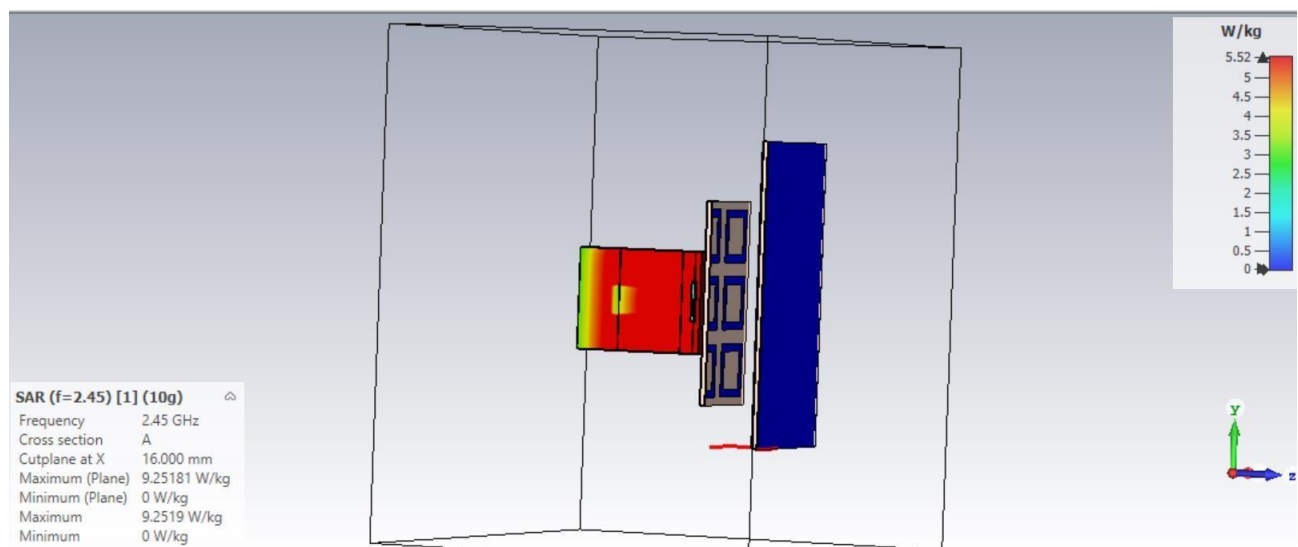


**Figure III.29** Coefficient de Transmission  $S_{21}$  avec MTM de système (TX -RX )

Cette valeur de S-21 dB représente une transmission d'énergie considérablement améliorée par rapport au scénario sans MTM, où le S21 était d'environ -62 dB à la même fréquence. Le MTM permet ainsi une augmentation spectaculaire de la puissance transmise, faisant de lui un élément clé pour optimiser l'efficacité du lien WPT vers l'implant ce qui est un résultat positif.

### III.8.4 LE SAR

La SAR (Specific Absorption Rate), ou taux d'absorption spécifique en français, est une mesure utilisée pour évaluer la quantité d'énergie absorbée par le corps humain lors de l'exposition à des champs électromagnétiques, tels que ceux émis par les antennes des téléphones mobiles.



**Figure III.30**– SAR d'antenne avec bras humain

À la fréquence de fonctionnement de 2.45 GHz, les résultats montrent un SAR maximum (moyenné sur 10g de tissu) d'environ 9.285 W/kg ou 9.351 W/kg. Cette valeur est cruciale et doit être rigoureusement comparée aux normes de sécurité établies par les organismes de réglementation (tels que l'ICNIRP ou la FCC) pour s'assurer que le dispositif reste sûr pour une utilisation humaine, en considérant la puissance d'entrée du système. La Figure SAR. visualise également les zones de concentration de cette absorption d'énergie dans le fantôme humain

### III.9. Réalisation d'antenne

#### III.9.1 Description de machine LPKF et Logiciel Circuit ProtoMat S103

LPKF, un leader dans le domaine de la gravure laser des micro-matériaux, définit les normes en termes de performance et de qualité dans divers secteurs technologiques tels que la technologie médicale, l'électronique et l'industrie automobile. Le logiciel CircuitPro PL, inclus avec chaque nouveau système LPKF ProtoLaser, reflète l'expertise accumulée au fil des années dans le développement de systèmes. [51]



**Figure III31**– la machine LPKF

### III.9.2 Le modèle d'antenne réalisé

#### a) antenne d'émission TX



Figure III.32– Antenne TX réalisé

#### b antenne de réception RX

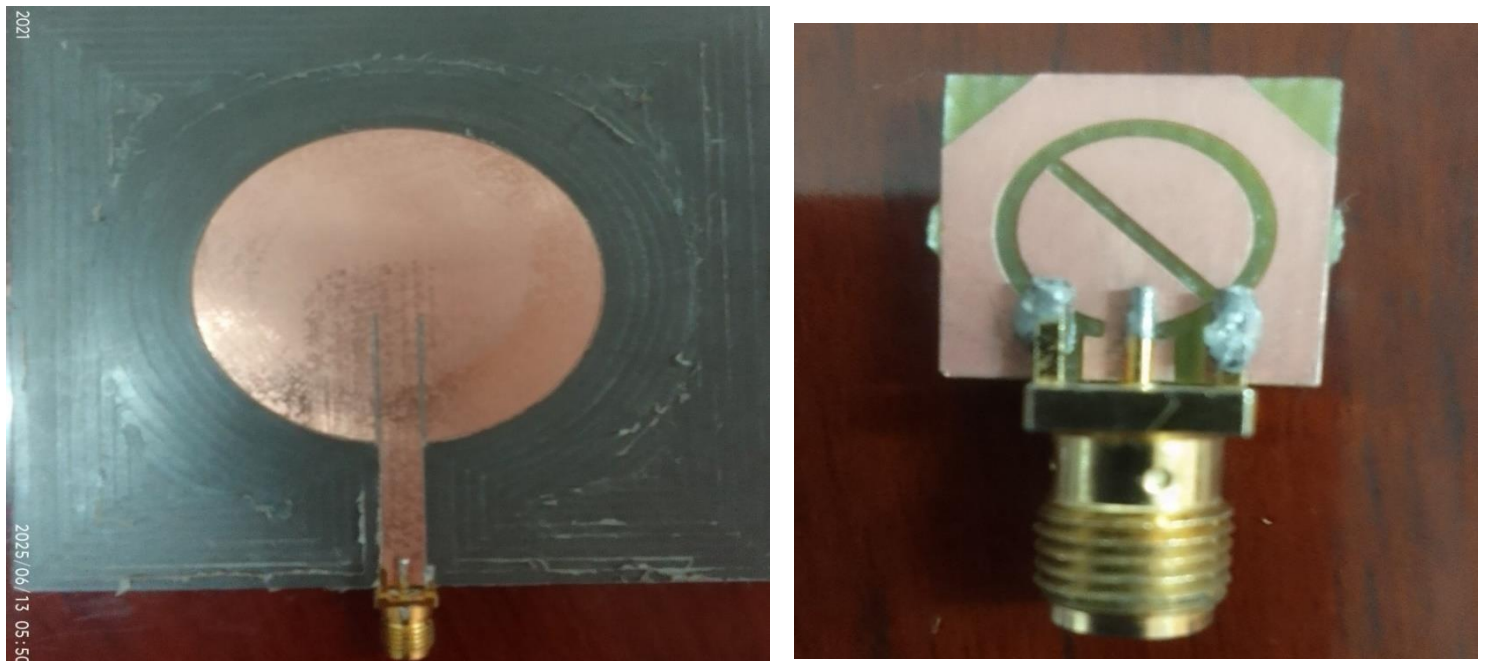


Figure III. 33– Antenne RX réalisé

### III.9.3 Connecteur SMA

Le connecteur SMA 50  $\Omega$  est souvent utilisé en combinaison avec une antenne patch. La caractéristique d'impédance de 50  $\Omega$  du connecteur SMA est compatible avec l'impédance caractéristique de nombreuses antennes patch, ce qui permet une adaptation

d'impédance appropriée entre l'antenne et le câble coaxial.

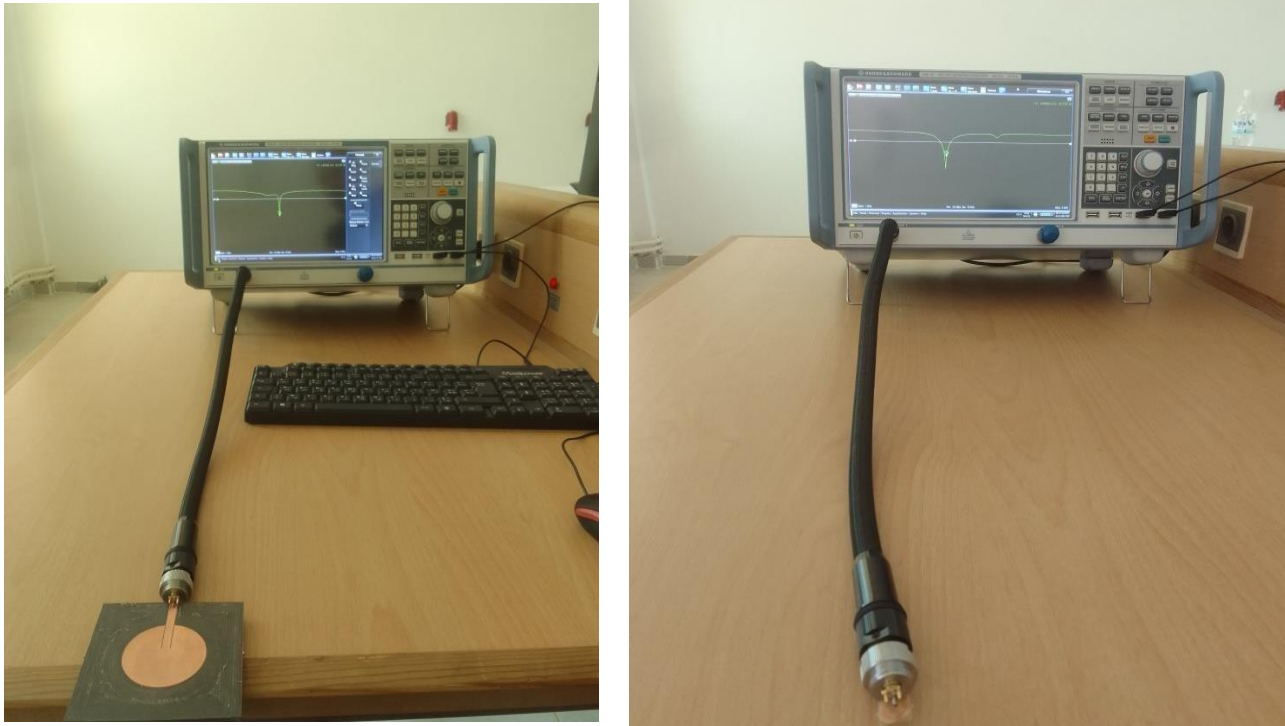


**Figure III.34**– les deux antenne réalisé avec le connecteur SMA

### III.10 Mesures expérimentales

#### III.10.1 Analyseur de réseau vectoriel ZNB20

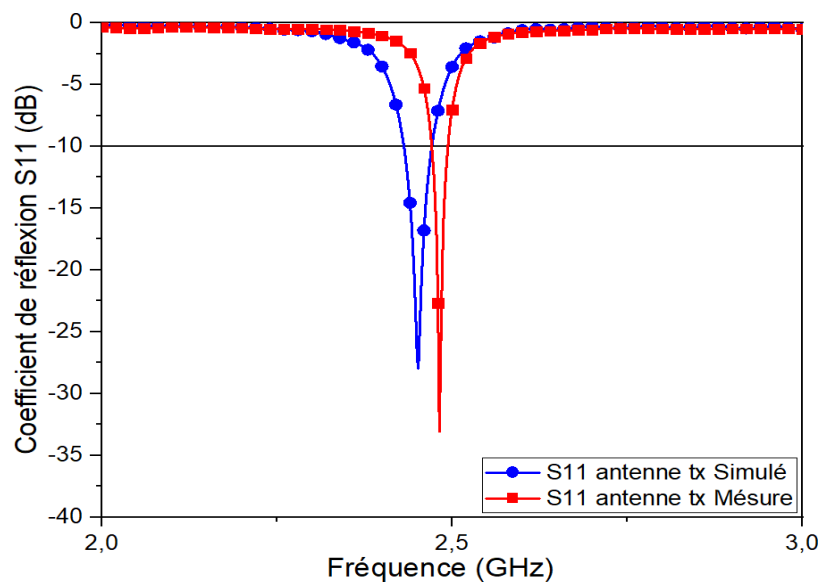
Le ZNB20 est un analyseur de réseau vectoriel de milieu de gamme qui propose deux ou quatre ports de test pour une plage de fréquences allant de 100 kHz à 20 GHz. Avec une plage dynamique de 135 dB, il permet d'effectuer des mesures précises sur des signaux à large bande ou des composants dont le comportement à basse fréquence est crucial. L'appareil est équipé d'un écran tactile, offrant une interface conviviale pour le contrôle et la visualisation des résultats des tests. [52]



**Figure III.35**– les deux antennes réalisées sur l'analyseur de réseau vectoriel ZNB20

Après avoir calibré l'analyseur de réseaux dans la plage de fréquences [1-4] GHz nous avons mesuré  $S_{11}$  et  $Z_{11}$  à l'aide de cet analyseur. Nous avons ensuite tracé ces courbes à l'aide du logiciel Origin

### III.10.2 Mesure de coefficient de réflexion $S_{11}$ d'antenne TX

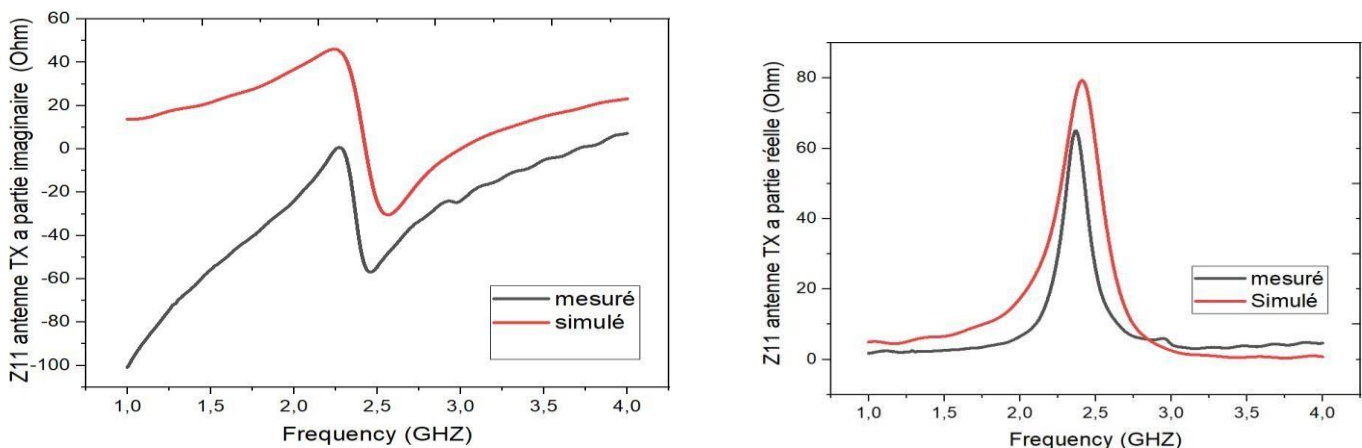


**Figure III.36** coefficient de réflexion  $S_{11}$  d'antenne TX simulée et mesurée

- S11 Simulé : L'antenne TX simulée présente un minimum de S11 d'environ -27 dB à une fréquence légèrement inférieure à 2.45 GHz (autour de 2.44 GHz).
- S11 Mesuré : L'antenne TX mesurée montre un minimum de S11 d'environ -34 dB précisément à 2.45 GHz

Ces résultats confirment que l'antenne TX est très bien adaptée à la fréquence de 2.45 GHz, à la fois en simulation et en pratique. Le niveau de -30 dB et au-delà est excellent pour une antenne, ce qui signifie que la puissance incidente est très efficacement transmise et que très peu est réfléchi à la source. La bonne correspondance entre les résultats simulés et mesurés valide la fiabilité du modèle de simulation utilisé.

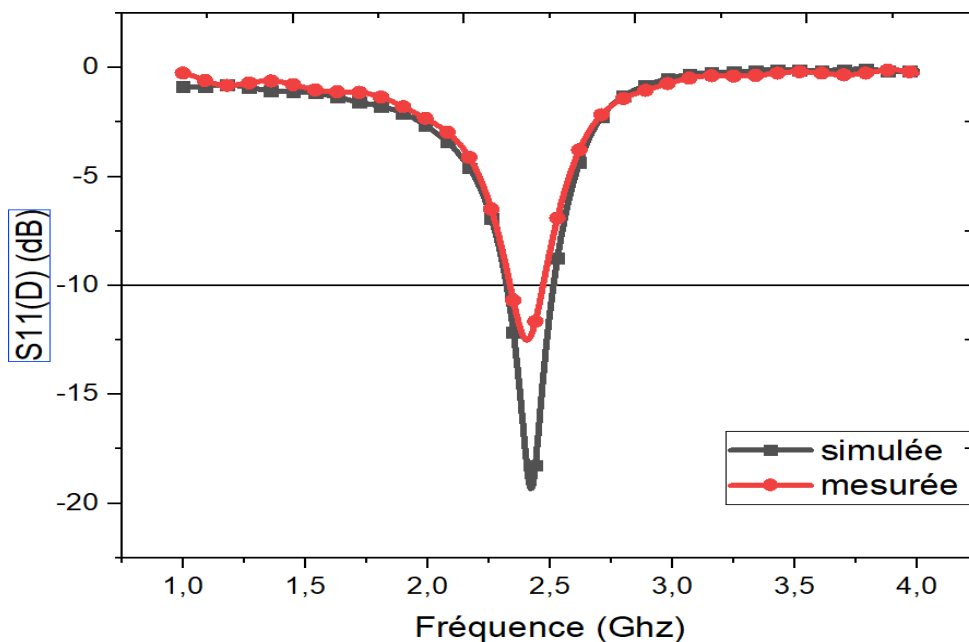
### III.10.3 Mesure d'impédance $Z_{11}$ d'antenne TX



**Figure III.37**– L'impédance  $Z_{11}$  simulé et mesuré d'antenne tx

Les analyses des parties réelle et imaginaire de  $Z_{11}$ , tant simulées que mesurées, confirment que l'antenne TX est efficacement conçue et accordée pour fonctionner à 2.45 GHz. La résonance à cette fréquence, où la réactance est nulle et la résistance est à un pic, assure un bon transfert de puissance vers l'environnement de rayonnement. La bonne corrélation entre les résultats simulés et mesurés valide la précision de votre modèle.

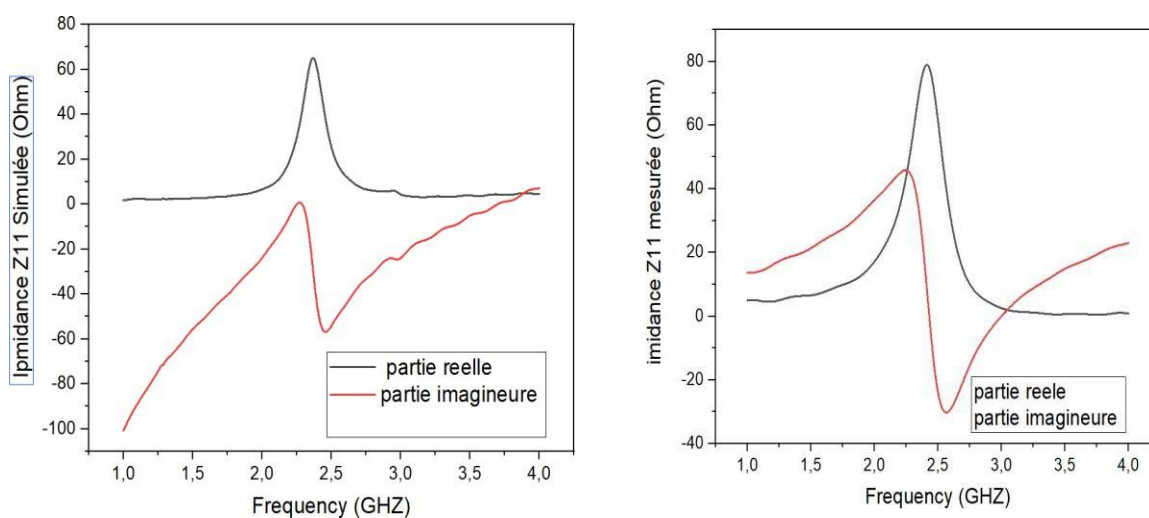
### III.10.4 Mesure de coefficient de réflexion S11 d'antenne RX



**Figure III.38**– Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré d'antenne Rx

S11 simulé (courbe noire) : L'antenne Rx simulée montre un minimum de S11 d'environ -19 dB à une fréquence d'environ 2.4 GHz. S11 mesuré (courbe rouge) : L'antenne Rx mesurée présente un minimum de S11 d'environ -13 dB à une fréquence très proche de 2.45 GHz. L'accord entre la simulation et la mesure est bon. Les fréquences de résonance sont très proches (2.4 GHz pour la simulation, 2.45 GHz pour la mesure), et les niveaux de S11 sont tous deux inférieurs à -10 dB

### III.10.5 Mesure d'impédance $Z_{11}$ d'antenne RX



**Figure III.39**– L'impédance  $Z_{11}$  simulé et mesuré d'antenne Rx

Les deux figures présentent une comparaison entre l'impédance d'entrée ( $Z_{11}$ ) simulée et mesurée de l'antenne. Bien que les tendances générales et le comportement résonant soient similaires, on observe également des différences notables au niveau des fréquences de résonance exactes ainsi que des valeurs des parties réelle et imaginaire. Ces écarts sont courants dans la conception et la caractérisation pratique des antennes.

### III.11. Conclusion

On conclut Ce chapitre a démontré la conception réussie et la caractérisation approfondie des antennes TX et RX à 2.45 GHz, en mettant en évidence leur excellente adaptation et leurs performances. De plus, l'étude a clairement établi le rôle transformateur du métamatériau dans l'amélioration significative du transfert d'énergie sans fil à travers les tissus biologiques, ouvrant la voie à des applications prometteuses dans les dispositifs médicaux implantables. La validation par des mesures physiques et l'analyse de sécurité (SAR) soulignent la robustesse et la pertinence de cette approche.



**Conclusion  
générale**

## Conclusion générale

Ce travail de recherche a été mené avec l'objectif primordial de concevoir, simuler, et valider une nouvelle antenne miniaturisée et biocompatible spécifiquement destinée aux applications du domaine des fréquences ISM (Industriel, Scientifique et Médical), avec un intérêt particulier pour la fréquence de 2.45 GHz. L'ambition sous-jacente était de développer une solution d'antenne à la fois performante et fiable, capable de s'intégrer harmonieusement et en toute sécurité dans des environnements biomédicaux complexes, notamment pour les dispositifs médicaux implantables.

Pour atteindre cet objectif ambitieux, une méthodologie rigoureuse a été adoptée. Une analyse approfondie des exigences spécifiques des applications ISM a été conduite, en se focalisant sur les impératifs de fréquences d'opération et de dimensions fortement réduites. Le processus de conception a largement reposé sur l'utilisation avancée d'outils de conception assistée par ordinateur et de logiciels de simulation électromagnétique, tels que CST Microwave Studio et CircuitPro. Ces outils ont permis une modélisation précise et une optimisation itérative des paramètres critiques de l'antenne, incluant sa forme, sa taille, les matériaux constitutifs et sa bande passante. La conception finale des antennes a été réalisée en privilégiant l'intégration de matériaux biocompatibles et en employant des techniques de miniaturisation avancées, un aspect crucial pour les applications implantables.

Le cœur de ce travail a consisté en la caractérisation détaillée des antennes d'émission (TX) et de réception (RX). Pour l'antenne TX, une structure patch rectangulaire avec fentes a été développée. Les simulations ont révélé des performances remarquables avec un coefficient de réflexion S11 de -27 dB à 2.44 GHz, performance qui a été surpassée lors des mesures expérimentales, atteignant un minimum exceptionnel de -34 dB à 2.45 GHz. Ces résultats attestent d'une adaptation d'impédance quasi-idéale et d'un couplage très efficace. L'analyse du VSWR, du gain et de l'impédance Z11 a corroboré cette excellente performance et la précision de la résonance à la fréquence ciblée. De même, l'antenne RX, de type patch circulaire, a montré une très bonne adaptation, avec un S11 simulé à -19 dB et mesuré à -13 dB à 2.45 GHz, garantissant une transmission et une réception efficaces des signaux. La fabrication des prototypes d'antennes à l'aide de la machine LPKF et leur validation via l'analyseur de réseau vectoriel ZNB20 ont permis de confirmer la justesse des simulations et la robustesse de la conception.

Un volet innovant de cette recherche a porté sur l'intégration et l'évaluation d'un métamatériau (MTM) à indice zéro pour améliorer le lien de transfert d'énergie sans fil à travers les tissus biologiques humains, en vue d'alimenter des implants. Les simulations ont clairement démontré

que, malgré un impact minimal sur le  $S_{11}$  des antennes, le MTM a permis une amélioration spectaculaire du coefficient de transmission  $S_{21}$ , le faisant passer d'environ -62 dB sans MTM à -21 dB avec MTM à 2.45 GHz. Cette augmentation de 41 dB est une avancée majeure, indiquant que le MTM est une solution viable et prometteuse pour contrecarrer l'atténuation due aux tissus et optimiser le transfert de puissance vers les dispositifs implantés. L'évaluation du taux d'absorption spécifique (SAR) a également été effectuée pour s'assurer que le dispositif respecte les normes de sécurité pour les applications humaines.

En conclusion, ce projet de recherche a non seulement permis le développement et la validation d'antennes miniaturisées et biocompatibles répondant aux exigences strictes des applications ISM, mais il a également mis en évidence le potentiel révolutionnaire des métamatériaux pour améliorer significativement l'efficacité du transfert d'énergie sans fil à travers les tissus biologiques. Les performances satisfaisantes obtenues en termes de gain, directivité, stabilité et transmission-réception des signaux dans des conditions réelles positionnent ces antennes comme des composants clés pour l'avancement des technologies médicales sans fil.



**Références  
Bibliographiques**

- [1] A. BOYER. Antennes. Support de cours. Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2011.
- [2] Z. BENDAHDANE and R. KELLAL. Étude et Conception Logicielle des Antennes Imprimées pour les Réseaux Sans Fil 802.11n. Projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme de Master. Centre Universitaire BLHADJ Bouchaib d'Ain Témouchent, 2015.
- [3] M. NOUIRI et Z. TERKI. Conception d'une Antenne Microruban Reconfigurable à base de Diode PIN et des Structures EBG. Master Académique systèmes de telecommunication. Université Mohamed Boudiaf - M'SILA, 2018-2019.
- [4] A. ROUIBAH. Étude d'une Antenne Microruban de Forme Arbitraire par la Méthode FDTD. Université Ferhat Abbas Setif.
- [5] Y.-M. LEE et al. [Titre manquant]. Sujet : d'attitude du satellite étudiant UnivEarths pour effectuer une mesure complète d'occultation. Année Universitaire 2012-2013.
- [6] M. TITAOUINE. Analyse des antennes microrubans de forme arbitraire par la Méthode des moments et le modèle généralisé de la cavité. Thèse de doctorat. Université de Sétif, septembre 2007.
- [7] B. ZAOUI. Modélisation d'une antenne micro ruban compacte. Master académique. Université Echahid Hamma Lakhdar El Oued, juin 2015.
- [8] T. ARAB. Étude des matériaux composites (Titanate oxyde) : application pour la réalisation des substrats d'antennes miniatures. Université Sétif-1.
- [9] Conception d'antennes de communication à travers le corps humain pour le suivi thérapeutique. Thèse de doctorat. Université Paris-Est, [année non précisée].
- [10] L. WANG, T. DRYSDALE, and D. R. S. CUMMING. "In Situ Characterization of Two Wireless Transmission Schemes for Ingestible Capsules." In: IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 54, pp. 2020–2027, 2007.
- [11] P. BLANOS. Miniaturization of Implantable Antennas for Medical Applications. Thèse de doctorat. National Technical University of Athens, University of Patras, juin 2013.
- [12] A. BRAKHLIA et M. Y. ALMURESI. Étude et conception d'une antenne implantable dans le domaine médical. Mémoire de master. [Université non précisée], [année non précisée].
- [13] K. S. NIKITA (éd.). Handbook of Biomedical Telemetry. 1ère éd. John Wiley & Sons, Inc., 2014.
- [14] F. MERLI. Implantable Antennas for Biomedical Applications. Thèse de doctorat. École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2011.
- [15] P. VAUDON. Master Recherche Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques. IRCOM – Université de Limoges.
- [16] E. DREINA. "Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicateurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G". Thèse de doctorat. Institut Polytechnique de Grenoble, 2010.

- [17] Cochlear Implant. URL: [http://www.evmsent.org/cochlear\\_implant.asp](http://www.evmsent.org/cochlear_implant.asp).
- [18] S. HYNKIN. Digital Communication. New York, U.K: John Wiley & Sons, 1988.
- [19] C. A. BALANIS. Antenna Theory, Analysis and Design. New York, U.K: John Wiley & Sons, 1997.
- [20] C. A. BALANIS. Antenna Theory, Analysis and Design. 4th ed. New York, U.K: John Wiley & Sons, 2016.
- [21] P. F. COMBUS. Micro-ondes 2 : cours et exercices. 2, Circuits passifs, propagation, antennes. Dunod, Paris, 2009. ISBN: 978-2-10-002753-8.
- [22] O. PICON. Les antennes : Théorie, conception et application. Dunod, Paris, 2009. ISBN: 978-2-10-054245-1.
- [23] T. SARRA. Simulations de systèmes d'antennes pour imagerie micro-ondes. Thèse de doctorat. Université de Tlemcen, 2016.
- [24] D. M. POZAR and D. H. SCHAUBERT. The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays. Wiley-IEEE Press, 1995. ISBN: 9780470545270.
- [25] B. SOUMIA. Contribution à l'étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaires Applications aux systèmes de communication. Thèse de magister. Université 8 mai 1945 Guelma, 2012.
- [26] C. ABDELHALIM. Conception d'une antenne bip large bande a fort gain. Thèse de doctorat. Université Ferhat Abbas Sétif 1, 2017.
- [27] Z. DJAMILA. Réseaux d'antennes MIMO ultra large bande pour système radar micro-onde. Thèse de doctorat. Université de Tlemcen, 2019.
- [28] B. ZEYNEB. Conception et Analyse d'Antennes Combinées à Polarisation Multiples pour Différents Standards de Télécommunication. Thèse de doctorat. Université de Tlemcen, 2016.
- [29] A. DJELLOUL. Etude et conception d'antennes fractales pour des applications ultra-large-bande. Thèse de doctorat. Université de Tlemcen, 2019.
- [30] J. L. VOLAKIS. Antenna engineering handbook. 4th ed. McGraw-Hill Education, 2012. ISBN-13: 978-0071475747.
- [31] A. BOYER. antennes. Support de cours. Institut national des sciences appliquées de Toulouse.
- [32] S. SAMIA. Etude et caractérisation d'antennes imprimées pour système ultra-large bande. Thèse de magister. Université Mohamed Khider – Biskra, 2015.
- [33] B. ABDELOUAHAB. Etude d'une antenne micro-ruban excitée par une ligne imprimée. Thèse de doctorat. Université de Batna-2, 2018.
- [34] A. RABIA. Télécommunications, Antennes Théorie et application. Ellipses, 2013. ISBN: 978-2-7298-83515.
- [35] J.D. KRAUS. Antennas. Mc Graw Hill, New York, 1950.

- [36] M. A. C. SOLIS. dielectric resonator antennas and bandwidth enhancement techniques. Thèse de doctorat. Université de Manchester, 2014.
- [37] G. A. DESCHAMPS. "Microstrip microwave antennas". In: 3rd USAF-Symposium on Antennas, 1953.
- [38] H. GUTTON and G. BAISSINAT. "Flat Aerial for Ultra High Frequencies". French Patent No. 70313, 1955.
- [39] R. E. MUNSON. "Microstrip phased array antennas". In: Proceedings of Twenty-Second Symposium on USAF Antenna Research and Development Program, 1972.
- [40] R. E. MUNSON. "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays". In: IEEE Transaction Antennas and Propagation, vol. AP-22, no. 1, pp. 74–78, 1974.
- [41] J. Q. HOWELL. "Microstrip antennas". In: IEEE AP-S International Symposium Digest, pp. 177-180, 1972.
- [42] B. ABDELATIF. Conception et réalisation d'antennes miniatures isotropes dans les bandes C et ISM. Thèse de doctorat. Université de Tlemcen, 2014.
- [43] H. ZAHIR. Antennemicroondes souples ultra large bandes à base de matériaux composites. Thèse de doctorat. Université de Saad Dahleb de Blida 1, 2016.
- [44] V. PATRICK. antennes. Support de cours, Master Recherche Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques IRCOM – Université de Limoges.
- [45] R. K. CARVER and K. P. MINK. "Microstrip antennas technology". In: IEEE Transaction Antennas and Propagation, vol. AP-29, no. 1, January 1981.
- [46] M. F. BENDAHMANE and F. T. BENDIMERAD. Etude du couplage entre antennes imprimées. Éditions Universitaires Européennes, 2014. ISBN: 978-3-8417-3788-5.
- [47] H. N. ZAHIR. Conception d'antennes micro-rubans miniatures pour différents standards de communications sans fil. Thèse de doctorat. Université de Tlemcen, 2020.
- [48] K. RADHWANE. Conception d'antennes ultra large bande en technologie imprimée. Thèse de Magister. Université de Tlemcen, 2010.
- [49] P. BHARTIA, I. BAHL, R. GARG, and A. ITTIPIBOON. Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House Antennas and Propagation Library. Artech House Publishers, 2001.
- [50] R. BANCROFT. Microstrip and Printed Antenna Design (Telecommunications). The Institution of Engineering and Technology, 2019.
- [51] I. SINGH and V. S. TRIPATHI. "Microstrip Patch Antenna and its Applications: a Survey." In: Int. J. Comp. Tech. Appl., Vol. 2, no. 5, pp. 1595-1599, 2011.
- [52] F. YANG, X. ZHANG, X. YE, and Y. RAHMAT-SAMII. "Wideband E-shaped patch antennas for wireless communications". In: IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 49, No. 7, pp. 1094-1100, July 2001.

- [53] Y. GE, K. P. ESSELLE, and T. S. BIRD. "E-shaped patch antennas for high-speed wireless networks". In: IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, No. 12, pp. 3213-3219, December 2004.
- [54] S. K. BEHERA. "Novel Tuned Rectangular Patch Antenna As a Load for Phase Power Combining". Thèse de doctorat. Jadavpur University, Kolkata, 2012.
- [55] A. K. BHATTACHARYYA. "Long rectangular patch antenna with a single feed". In: IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 38, No. 07, pp. 987-993, July 1990.
- [56] L. I. BASILIO, M. A. KHAYAT, J. WILLIAMS, and S. A. LONGR. "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line feed patch antennas". In: IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 46, pp. 45-47, January 2001.
- [57] C. A. BALANIS. Antenna Theory, Analysis and Design. 3rd ed. New York, U.K: John Wiley & Sons, 2005. ISBN: 0-471-66782-X.
- [58] K. FONG, H. PUES, and M. J. WITHER. "Wideband multilayer coaxial-feed Microstrip antenna element". In: Electronics letters, vol. 21, pp. 497-498, 1985.
- [59] A. KUMAR, N. GUPTA, and P. C. GAUTAM. "Gain and Bandwidth Enhancement Techniques in Microstrip Patch Antennas - A Review". In: International Journal of Computer Applications, 148(7), pp. 9-14, 2016.
- [60] S. DJIDEL. Contribution à l'étude et à la conception d'antennes microrubans à large bande. Thèse de doctorat. Université de M'sila, 2020.
- [61] A. AISSA. Contribution A L'étude Des Déphaseurs Micro Rubans Applications Aux Réseaux D'antennes Imprimées. Thèse de doctorat. Université de Guelma, 2018.
- [62] N. FORTINO. Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra large bande impulsionnelle. Thèse de Doctorat. Nice-Sophia Antipolis, February 2006.
- [63] B. C. YUCEF. Conception d'Antennes Planaires Reconfigurables pour Opération Large Bande et Multi-Bande. Thèse de doctorat. Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, 2019.
- [64] C. LUXEY, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, and A. PAPIERNIK. "Antennes imprimées-Bases et principes". In: Technique de l'Ingénieur, May 2007.
- [65] D.M. POZAR. "Microstrip antennas". In: IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 40, n° 1, pp. 79-91, January 1992.
- [66] A. BENOMAR. Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques. : Application aux Réseaux de Télécommunications. Thèse de doctorat en cotutelle. Université de Tlemcen et Limoges, 2015.
- [67] R. M. LAMINE. Modélisation et simulation des antennes en onde millimétrique à base de métamatériaux. Thèse de magister. Université Ziane Achour de Djelfa, 2018.
- [68] A. DJAMEL. Etude et Optimisation d'Antennes Fractales Plaquées. Thèse de magister. Université de Tlemcen, 2009.
- [69] D. AISSAOUI. Analyse à l'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées. Thèse de Magistère. Université de Tlemcen, July 2007.

- [70] Y. T. LO, D. SOLOMAN, and W. F. RICHARDS. "Theory and experiment on microstrip antennas". In: IEEE Trans. Antennas Propagate., vol. 27, pp. 137-145, 1979.
- [71] M. HIMDI, J. P. DANIEL, and C. TERRET. "Analysis of aperture-coupled microstrip antenna using cavity method". In: Electronic Letters, Vol. 25, no. 6, pp. 391-392, 1989.
- [72] R.F. HARRINGTON. "Field computation by Moment Methods". Macmillan Publishing company, New York, 1968.
- [73] B. ALI. Etude de la Technologie des Antennes Multi-bandes pour les Applications Spatiales. Thèse de Magistère. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2009.
- [74] W. A. IMBRIALE, S. GAO, and L. BOCCIA. Space antenna handbook. Wiley Online Library, 2012.
- [75] A. TAFLOVE and M. E. BRODWIN. "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations." In: IEEE Trans. Microwave, Theory, and Techniques, vol. 23, pp. 623-630, 1975.
- [76] E. H. NEWMAN and P. TYLYATHAN. "Analysis of Microstrip Antenna Using Moment Methods". In: IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. AP-29, n° 1, pp. 47-53, January 1981.
- [77] R.F. HARRINGTON. "Time Harmonic Electromagnetic Fields". McGraw Hill (Ch.3), New York, 1961.
- [78] M. L. REFICE. Modélisation et simulation des antennes en onde Millimétrique à base de méta matériaux. Thèse de doctorat. Université Ziane Achour de Djelfa, Faculté des Sciences et de la Technologie, 2013-2014.
- [79] B. GUETAF, A. CHAABANE, A. KHALFALLAOUI, and H. ATTIA. "Narrow-band Circularly Polarized Antenna for Medical Microwave Imaging and Health Monitoring Applications". In: ACES Journal, Vol. 38, No. 6, pp. 424-438, June [Year unknown, likely 2023 or 2024 given context of the next reference, but not explicitly stated].
- [80] T. SHAW and B. MANDAL. "Wireless Power Transfer System Design Using Zero-Index Metamaterial for Implantable Medical Devices". Master's thesis. Uppsala University, 2024.