



Référence :/BC/2014

المرجع:م/2014

Mémoire

Présenté au Laboratoire de Recherche DIMMER

en vue de l'obtention du titre de

Magister

en Micro-ondes

Option

Communication

Spécialité

Electronique

Par

Mr. ROUABEH Nouredine

Thème

Modélisation et simulation des antennes RFID à base de métamatériaux

Soutenu le : **24/05/2014**

Devant le jury composé de :

| | | | | |
|------|--------------|------------|----------------------|------------|
| MM : | A. HAFIFA | M. C. -A- | Université de Djelfa | Président |
| | A. MAYOUF | Professeur | Université de Djelfa | Rapporteur |
| | D. CHIKOUCHE | Professeur | Université de M'sila | Examineur |
| | S. LAIB | M. C. -B- | Université de Djelfa | Examineur |

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail,

À toutes les personnes qui me sont chères

et en particulier mes parents.

Remerciements

Ce Mémoire de magister a été préparé au sein de l'équipe DMIC (Dispositifs Micro-ondes et Communication) du laboratoire de recherche DIMMER (Dispositifs Micro-ondes et Matériaux pour les Energies Renouvelables) de Djelfa, dans le cadre des projets de recherche CNEPRU (Commission Nationale d'Évaluation et de Programmation de la Recherche Universitaire) et PNR (Programme National de Recherche) intitulés respectivement : "Structures Intelligentes pour l'Électromagnétisme" et "Matériaux et Structures Intelligentes pour l'Électromagnétisme", agréés par le Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique sous les codes : J0202820110008 et 08/N/329, financés par la DPGRF (Direction de la Post-Graduation et de la Recherche-Formation) et la DGRSDT (Direction Générale de Recherche Scientifique et du Développement Technologique) respectivement et dirigés par Prof. MAYOUF Abdelhalim.

Je tiens à remercier tout d'abord **ALLAH** le tout puissant de m'avoir donné durant toutes ces années la santé, le courage et la foi pour arriver à ce jour.

Le Professeur MAYOUF Abdelhalim a proposé le sujet de ce mémoire de magister et en a assuré la direction. Tout au long de ces deux années, ses compétences, son soutien actif, son aide et ses encouragements qu'il m'a prodigués, m'ont permis de mener à bien ce travail jusqu'à son terme. Je tiens à lui exprimer sincèrement toute ma reconnaissance et mes profonds respects.

J'exprime ma gratitude au Dr. HAFAlFA Ahmed pour avoir accepté de présider le jury.

Je remercie également les membres du jury : Prof. CHIKOUCHE Djamel et Dr. LAIB Salah Eddine qui se sont intéressés à mon étude et qui m'ont fait l'honneur d'accepter de juger ce modeste travail.

Mes sincères gratitude s'adressent aussi à Mr. ZOUBIRI Bachir et M^{elle} ABDELKEBIR Samia, doctorants dans la même équipe DMIC, pour leur soutien actif, leur aide et leurs encouragements. Je tiens à leur exprimer sincèrement toute ma reconnaissance.

Je tiens à remercier aussi tous les enseignants et les responsables de la filière de Télécommunications pour leurs gentillesse et leur disponibilité.

Enfin, j'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la finalisation de ce modeste travail.

ملخص

الهدف من المذكورة هو دراسة ومحاكات هوائي RFID باستخدام تكنولوجيا الميتمتريال و التي هي عبارة عن هياكل متجانسة تتميز بخصائص كهرومغناطيسية لا تتوفر في الطبيعة. من بينها ذوات السماحية السالبة و ذوات النفاذية السالبة و ذوات النفاذية و السماحية السالبتين.

و قد تطرقنا كذلك في هذه الأطروحة إلى شرح تقنية RFID و مبدأ عملها و أشكالها و استخداماتها و لتحسين أداء هوائي RFID قمنا باستخدام تكنولوجيا الميتمتريال. و تمت الدراسة و المحاكاة باستخدام CST-MWS 2012.

كلمات مفتاحية: RFID، سماحية سالبة، نفاذية سالبة، بنية ذات ممانعة عالية، بنية متعددة الطبقات، الميتمتريال.

Résumé

L'objectif de ce mémoire de magister est l'étude, la modélisation et la simulation des antennes RFID (**R**adio **F**requency **I**Dentification) à base de métamatériaux.

Après avoir effectué une synthèse bibliographique sur les métamatériaux et la technologie RFID, nous avons donné un aperçu sur leurs applications pour l'amélioration des performances des antennes RFID en termes d'efficacité et de compacité.

Nous avons décrit, par la suite, les différentes étapes de la conception et de la modélisation des structures à base de surfaces à haute impédance (SHI). Plusieurs méthodes de modélisation analytique et techniques de caractérisation des SHI ont été appliquées pour déterminer les propriétés de la surface étudiée les plus adéquates. La SHI optimale a été, donc, introduite comme substrat pour en arriver à une antenne en RFID très compacte et efficace. Les différentes étapes de conception, de simulation et de modélisation de cette structure ont été décrites.

Ensuite, nous avons rapporté et commenté les résultats de conception obtenus par le simulateur CST MWS 2012. Une étude de synthèse a été effectuée pour illustrer l'effet des paramètres géométriques de l'antenne et l'effet des paramètres du substrat SHI sur les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne RFID.

Enfin, nous avons résumé nos observations et suggestions dans une conclusion générale.

Mots Clés : RFID, métamatériaux, SHI, CMA, modélisation, simulation, conception, CST MWS.

Abstract

In this work of Magister, we have studied, designed and simulated RFID antenna using metamaterials. This dissertation begins with a review of the literature on the metamaterials, the electromagnetic band-gap structure and their applications to increase the performance of RFID antenna in terms of low profile. Then, the high impedance surface (HIS) structure has been designed and modeled. Different modeling techniques and analytical methods of HIS characterization were applied in order to determine the optimal properties of the studied surface. Hence, we have presented the combination of HIS with RFID antenna. Finally, the simulation results obtained using CST MWS 2012 software have been reported and commented.

Key Words: RFID, Metamaterials, HIS, CMA, Modeling, simulation, design, CST MWS.

Sommaire

| | |
|--|-----------|
| REMERCIEMENTS | iii |
| RÉSUMÉ | iv |
| LISTE DES FIGURES | ix |
| LISTE DES TABLEAUX | xi |
| LISTE DES ACRONYMES ET SYMBOLES | xii |
| Introduction générale | 1 |
| Chapitre 1 : Généralités sur les antennes RFID | |
| 1. Introduction | 3 |
| 2. Principe de fonctionnement | 4 |
| 2.1. Communication par champ électromagnétique | 4 |
| 2.2. Communication par ondes radio | 5 |
| 2.3. Performance du tag | 6 |
| 2.4. Substrats flexibles | 7 |
| 3. Antennes RFID | 7 |
| 4. Applications | 7 |
| 4.1. Passeport biométrique | 8 |
| 4.2. Suivi médical | 9 |
| 4.3. Gestion des stocks | 9 |
| 4.4. Capteurs sans-fils | 10 |
| 5. Avantages et inconvénients | 10 |
| 5.1. Avantages de la technologie RFID | 10 |
| 5.2. Inconvénients de la technologie RFID | 11 |
| 6. Conclusion | 11 |
| Chapitre 2 : Modélisation des antennes RFID à base de métamatériaux | |
| 1. Introduction | 12 |
| 2. Concepts généraux | 12 |
| 2.1. Pérmeabilité | 12 |
| 2.2. Permittivité | 13 |
| 2.3. Vitesse de phase et vitesse de groupe | 14 |
| 3. Définition des métamatériaux | 14 |
| 4. Modélisation des métamatériaux | 16 |
| 4.1. Milieu effectif | 16 |
| 4.2. Méthodes de modélisation | 18 |
| 5. Modélisation des diélectriques et des conducteurs | 19 |
| 5.1. Définition du problème | 19 |
| 5.2. Modélisation d'une monocouche infinie en z | 20 |
| 5.3. Modélisation d'une structure multicouche | 21 |
| 6. Modélisation d'une structure périodique | 23 |

| | |
|---|----|
| 6.1. Champ de champignons (Mushrooms) | 24 |
| 6.2. Réseaux périodiques planaires | 25 |
| 6.3. Modélisation analytique des SHI | 26 |
| 6.4. Modélisation analytique d'AMCs | 27 |
| 7. Conclusion | 29 |

Chapitre 3 : Présentation du simulateur CST MWS

| | |
|---|----|
| 1. Introduction | 30 |
| 2. Simulateur CST MWS..... | 30 |
| 3. Technique d'intégration finie | 32 |
| 4. Maillage | 35 |
| 4.1. Maillage tétraédrique | 35 |
| 4.2. Maillage hexaédrique | 36 |
| 5. Déroulement d'un projet de simulation | 37 |
| 5.1. Définition de unités | 39 |
| 5.2. Conception de la structure | 39 |
| 5.3. Liste des matériaux utilisés | 43 |
| 5.4. Gamme de fréquences | 44 |
| 5.5. Ports d'entrée | 44 |
| 5.6. Conditions aux limites et plans de symétries | 45 |
| 5.7. Lancement de la simulation | 46 |
| 5.8. Résultat de la simulation | 47 |
| 6. Conclusion | 50 |

Chapitre 4 : Résultats de simulation

| | |
|--|----|
| 1. Introduction | 51 |
| 2. Présentation de l'antenne RFID | 51 |
| 3. Antenne RFID à base de métamatériaux | 56 |
| 4. Effet du diélectrique..... | 61 |
| 5. Effet de l'épaisseur du substrat | 62 |
| 6. Effet de la longueur de l'élément rayonnant | 63 |
| 7. Effet de la largeur de l'élément rayonnant | 64 |
| 8. Effet de la position des cellules SHI | 65 |
| 9. Effet de nombre des cellules SHI | 66 |
| 10. Effet de l'espacement entre les cellules SHI | 67 |

Conclusion Générale

68

Bibliographie

69

Annexe

72

Liste des figures

| | | |
|------------|--|----|
| Fig. 1.1. | Les principales composantes de tout système RFID | 4 |
| Fig. 1.2. | Transpondeur et antenne RFID | 5 |
| Fig. 1.3. | Circuit équivalent d'un tag RFID | 6 |
| Fig. 1.4. | Schéma bloc d'un tag RFID | 7 |
| Fig. 1.5. | Répartition des applications RFID par secteur d'activité | 8 |
| Fig. 1.6. | Passeport électronique et son circuit | 8 |
| Fig. 1.7. | Surveillance de santé sans-fil | 9 |
| Fig. 1.8. | Technologie RFID pour la gestion des stocks | 9 |
| Fig. 1.9. | Capteur de pression intégré dans les roues d'une voiture | 10 |
| Fig. 2.1. | Diagrammes (ϵ, μ) et d'indices de réfraction des milieux homogènes | 15 |
| Fig. 2.2. | Échelle de longueur pour le milieu effectif d'un composite périodique | 17 |
| Fig. 2.3. | Représentation d'un milieu multicouche | 19 |
| Fig. 2.4. | Vues longitudinale et transversale d'un champ de champignons | 24 |
| Fig. 2.5. | Surfaces périodiques de type capacitif et inductif | 25 |
| Fig. 2.6. | Géométrie d'une cellule de structure SHI en champignon | 26 |
| Fig. 2.7. | Circuit équivalent pour une cellule de structure SHI en champignon | 27 |
| Fig. 2.8. | Structure de la surface AMC | 27 |
| Fig. 2.9. | Schéma électrique équivalent | 28 |
| Fig. 3.1. | Interface graphique de MWS | 31 |
| Fig. 3.2. | Méthode d'intégration finie – discrétisation des équations intégrales de Maxwell | 33 |
| Fig. 3.3. | Maillage tétraédrique | 35 |
| Fig. 3.4. | Maillage hexaédrique | 36 |
| Fig. 3.5. | Différents simulateurs dans CST Studio Suite | 38 |
| Fig. 3.6. | Modèles et leurs descriptions | 38 |
| Fig. 3.7. | Fenêtre de Quick Start Guide | 38 |
| Fig. 3.8. | Dialogue de configuration des unités de base | 39 |
| Fig. 3.9. | Dialogue de la structure | 40 |
| Fig. 3.10. | Menu " objects" dans Microwave Studio | 40 |
| Fig. 3.11. | Dialogue d'ajout d'une pièce de base | 41 |
| Fig. 3.12. | Sélection d'un objet dans l'arborescence | 41 |
| Fig. 3.13. | Dialogue de transforme d'objet | 42 |
| Fig. 3.14. | Dialogue de gestion des paramètres du projet | 42 |
| Fig. 3.15. | Création de la structure | 43 |
| Fig. 3.16. | Sélection d'un matériau à partir de la librairie de MicroWave Studio | 43 |
| Fig. 3.17. | Dialogue d'ajout d'un nouveau matériau | 44 |
| Fig. 3.18. | Dialogue de configuration de la plage de fréquence | 44 |

| | |
|---|----|
| Fig. 3.19. Dialogue d'ajout d'un port d'entrée | 45 |
| Fig. 3.20. Port d'entrée | 45 |
| Fig. 3.21. Conditions aux limites d'une structure (en mauve) | 46 |
| Fig. 3.22. Dialogue de simulation | 46 |
| Fig. 3.23. Etats d'une structure maillée et non maillée | 47 |
| Fig. 3.24. Arborescence des résultats | 47 |
| Fig. 3.25. Impulsion du signale excité ainsi le flux d'énergie | 48 |
| Fig. 3.26. Diagramme de rayonnement 2D, directivité et gain..... | 48 |
| Fig. 3.27. Diagramme de rayonnement en 3D | 48 |
| Fig. 3.28. Coefficient de réflexion $ S_{11} $ en dB | 49 |
| Fig. 3.29. Dialogue de configuration de l'optimisation | 49 |
| Fig. 4.1. Antenne dipôle..... | 51 |
| Fig. 4.2. Coefficient de réflexion de l'Antenne dipôle | 52 |
| Fig. 4.3. Directivité total de l'antenne dipôle | 52 |
| Fig. 4.4. Gain de l'antenne dipôle | 53 |
| Fig. 4.5. Diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne dipôle | 53 |
| Fig. 4.6. Dimension de l'antenne RFID..... | 54 |
| Fig. 4.7. Coefficient de réflexion de l'antenne RFID. | 54 |
| Fig. 4.8. Directivité de l'antenne RFID | 55 |
| Fig. 4.9. Gain de l'antenne RFID | 56 |
| Fig. 4.10. Diagramme de rayonnement 2D de l'antenne RFID | 56 |
| Fig. 4.11. Structure de l'antenne RFID avec métamatériaux | 58 |
| Fig. 4.12. Coefficient de réflexion de l'antenne RFID à base de métamatériaux | 58 |
| Fig. 4.13. Directivité de l'antenne RFID avec SHI | 59 |
| Fig. 4.14. Gain de l'antenne RFID avec SHI | 59 |
| Fig. 4.15. Digrammes de rayonnement 2D de l'antenne RFID avec SHI | 58 |
| Fig. 4.16. Coefficient de réflexion des quatre types d'antennes | 60 |
| Fig. 4.17. Effet de la permittivité du diélectrique sur les caractéristiques de l'antenne | 61 |
| Fig. 4.18. Effet de l'épaisseur du substrat du diélectrique sur l'antenne | 62 |
| Fig. 4.19. Effet de la longueur sur le rayonnement de l'antenne | 63 |
| Fig. 4.20. Effet de la largeur sur le rayonnement de l'antenne | 60 |
| Fig. 4.21. Effet de la position des cellules SHI sur le rayonnement de l'antenne | 61 |
| Fig. 4.22. Matrices de cellules SHI utilisées | 62 |
| Fig. 4.23. Effet du nombre de cellules SHI sur le rayonnement de l'antenne | 63 |
| Fig. 4.24. Effet de l'espacement entre les cellules SHI sur l'antenne | 64 |

Listes des tableaux

Listes des acronymes et symboles

• Acronymes

| | |
|---------|--|
| RFID | Radio-Frequency IDentification |
| MTM | Metamaterial |
| NTIC | Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication |
| BIE/EBG | Bande Interdite Électromagnétique/Electromagnetic Band Gap |
| CEP/PEC | Conducteur Électrique Parfait/Perfect Electric Conductor |
| CMA/AMC | Conducteur Magnétique Artificiel/Artificial Magnetic Conductor |
| CMP/PMC | Conducteur Magnétique Parfait/Perfect Magnetic Conductor |
| CST MWS | Computer Simulation Technology MicroWave Studio |
| FDTD | Finite Difference Time-Domain |
| FEM | Finite Element Method |
| MoM | Moment Method |
| FIT | Finite Integration Technique |
| GND | Masse/Ground |
| SHI/HIS | Surface Haute Impédance/High Impedance Surface |
| TE | Transverse Electric |
| TEM | Transverse Electromagnetic |
| TM | Transverse Magnetic |
| VIA | Vertical Interconnect Access |
| RAF | Résonateur en Anneau Fendu |
| SRR | Split Ring Resonator |

• Symboles

| | |
|-----------------|------------------------------------|
| ε_0 | Permittivité électrique du vide |
| μ_0 | Perméabilité magnétique du vide |
| c_0 | Vitesse de la lumière dans le vide |
| λ | Longueur d'onde |
| k | Vecteur d'onde |
| E | Vecteur champ électrique |
| H | Vecteur champ magnétique |
| J | Courant surfacique |
| R | Résistance |
| L | Inductance |
| C | Capacité |
| Z | impédance |

Introduction générale

Les nouvelles technologies de l'information et de la communication (NTIC) ont un rôle fondamental dans notre société moderne. Elles participent à sa transformation par différents effets sur les plans économiques et sociaux. Le développement de ces technologies est initié par des découvertes scientifiques, lesquelles permettant de nouvelles applications technologiques, elles-mêmes participant au partage de la connaissance. L'introduction de ces technologies de l'information participe ainsi à la croissance économique en facilitant l'échange et la diffusion des informations.

Les technologies d'identification font partie de ces technologies de l'information. Elles trouvent leurs applications dans des domaines très divers tels que la distribution, la logistique, la traçabilité, la sécurité ou les loisirs. Jusqu'alors les technologies d'identifications étaient soit passives : marquage, code-barres, ..., soit nécessitaient un contact : carte bancaire, carte d'appels téléphoniques, etc.

Grâce au développement récent des systèmes sans-fils et de la microélectronique, une nouvelle technologie d'identification sans-contact dite RFID (Radio-Frequency IDentification) a vu le jour. Cette nouvelle technologie, par sa grande souplesse, rend l'échange d'informations plus rapide et efficace. Elle devrait remettre en question les structures de télécommunications existantes en ouvrant de nouvelles perspectives à des modèles de gestion inédits. En effet, son développement devrait bientôt permettre l'identification individuelle et unique des objets et mène à la création d'un "Internet des objets", une prolongation de l'internet que nous connaissons au monde réel.

L'objectif de ce travail est la conception des antennes RFID à base de métamatériaux. L'outil de conception assistée par ordinateur utilisé pour effectuer cette tâche est bien CST MWS-2012 (Computer Simulation Technology – MicroWave Studio, version 2012) choisi pour sa commodité et sa richesse en modules solveurs (Transitoire, Matrice de Ligne de Transmission : TLM, Domaine Fréquentiel, Mode propre, Résonant, Équation Intégrale et Asymptotique) basés sur les méthodes numériques : éléments finis (FEM), moments (MoM),

TLM, Multipôle rapide à Multiniveau (Multilevel Fast Multipole Method: MLFMM) et tracé de rayon (Shooting-and-Bouncing-Ray: SBR).

Le mémoire s'articule en quatre chapitres distincts et complémentaires. Le premier donne un aperçu général sur les antennes RFID permettant de mieux comprendre leurs principaux paramètres. Le deuxième décrit les différents types des métamatériaux et donne une modélisation théorique détaillée. Le troisième chapitre présente, via un exemple d'étude d'une antenne, l'outil de simulation électromagnétique CST-MWS et les différentes étapes de simulation. Le quatrième chapitre expose les résultats de simulation obtenus par le logiciel CST-MWS de l'antenne RFID implantée sur une surface à haute impédance (SHI). Ces résultats concernent surtout : la distribution de l'intensité de rayonnement, le gain et le diagramme de rayonnement. L'effet des paramètres géométriques (h : épaisseur du substrat, longueur, largeur d'antenne) et l'effet des paramètres du SHI sur les caractéristiques de l'antenne RFID conçue sont étudiés et illustrés.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

Chapitre 1

Généralités sur les antennes RFID

1. Introduction

La technologie RFID ou identification par fréquence radio - fait partie des technologies d'identification automatique, au même titre que la reconnaissance optique des caractères ou des codes barre. Le but de cette technologie est de permettre l'identification d'objets ou d'individus par des machines.

La technologie RFID a la particularité de fonctionner à distance, sur le principe suivant : un lecteur émet un signal radio et reçoit en retour les réponses des étiquettes - ou tags - qui se trouvent dans son champ d'action. Le tag se compose d'un circuit intégré et d'une antenne utilisée pour émettre/recevoir les ondes électromagnétiques vers/depuis le lecteur.

L'adaptation d'impédance de l'antenne au circuit intégré, le substrat sur lequel l'antenne est déposée, la technologie utilisée pour la fabrication, sont tous des paramètres qui définissent les performances de l'antenne. Il existe une variété des systèmes RFID (différents types de mémoires, différentes fréquences, différentes portées, différents types d'alimentations).

La radio-identification est une technologie d'identification relativement nouvelle qui a été développée dans les années 1980. Bien qu'étant apparue dans les années 1950, elle ne connaît un essor que depuis les années 1990.

La RFID que l'on connaît aujourd'hui n'a plus grande chose à voir avec son ancêtre, qui permettait à la RAF (United Kingdom Royal Air Force) de distinguer les avions alliés des avions ennemis.

Les principes électromagnétiques sur lesquels elle repose aujourd'hui restent les mêmes. Mais les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique ont permis son développement [1].

2. Principe de fonctionnement

Un système RFID se compose de deux éléments : l'étiquette (tag) et le lecteur comme le montre la figure 1.1.

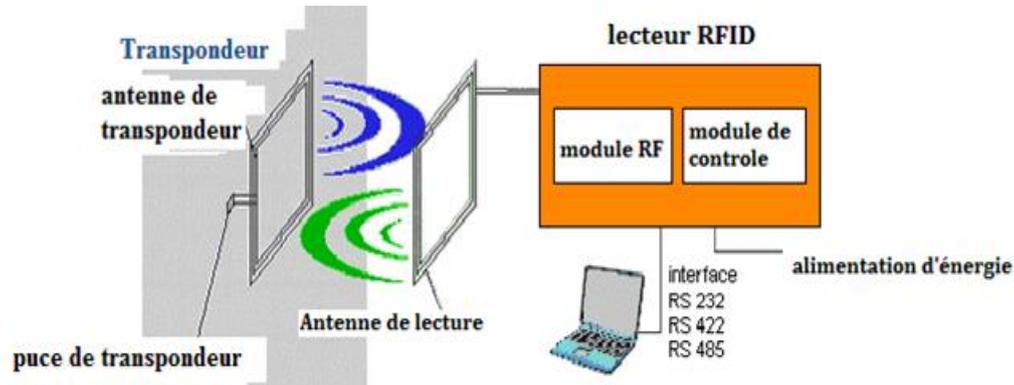


Fig. 1.1. Les principales composantes du système RFID.

Le tag appelé également transpondeur comprend une puce, dotée d'une mémoire reliée à une antenne [2-7]. Le lecteur selon la technologie utilisée, peut lire mais aussi écrire des données sur le tag. Il émet des ondes radio et des champs magnétiques, puis écoute les réponses des tags qui se trouvent dans son champ de lecture.

Le lecteur contient typiquement un module radio (émetteur et récepteur) et une interface de contrôle. Quand le transpondeur, qui ne possède généralement pas d'alimentation propre, n'est pas dans le champ d'action d'un lecteur, il est totalement passif. L'énergie, les données et les pulsations d'horloge nécessaires à l'activation et au fonctionnement du transpondeur lui sont fournies par le lecteur. On distingue deux cas, qui peuvent se recouvrir : la communication par champ électromagnétique et la communication par ondes radio.

2.1. Communication par champ électromagnétique

Dans le cas des basses fréquences (moins de quelques MHz), un courant alternatif dans l'antenne du lecteur induit un courant dans l'antenne bobinée du tag, ce qui éveille et alimente la puce. La puce effectue les opérations pour lesquelles elle a été conçue, puis crée une modulation d'amplitude ou de phase sur la fréquence porteuse.

Le lecteur reçoit ces informations, qu'il les transforme en code binaire. Dans l'autre sens, du lecteur vers la puce, les informations circulent selon le même principe, par modulation sur la porteuse.

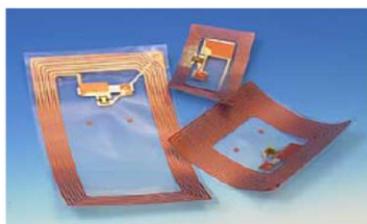
Plus la fréquence est basse, plus le nombre de tours de l'antenne bobinée nécessaires à la création d'un voltage suffisant est important. Cela augmente la complexité et le coût de fabrication.

2.2. Communication par ondes radio

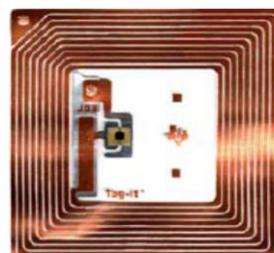
Sur d'autres systèmes RFID, notamment si la fréquence utilisée dépasse quelques MHz ou que le tag se trouve au-delà d'une certaine distance du lecteur, les données ne peuvent plus être transmises par modulation. On utilise alors la réflexion des ondes radio. L'électronique du tag modifie l'impédance de l'antenne, renvoyant une partie des ondes radio au lecteur. Le lecteur, doté d'un capteur très sensible, décode les données du tag d'après le type de réflexion reçue.

Les tags peuvent être actifs ou passifs. Les tags passifs ne disposent pas de leur propre source d'énergie. Toute l'énergie nécessaire à leur fonctionnement est fournie par le lecteur. Les tags semi-actifs fonctionnent comme les tags passifs, sauf qu'ils comportent une batterie. Cette batterie ne sert qu'au fonctionnement du microprocesseur ou à la sauvegarde des données. Les tags actifs peuvent émettre des données de manière autonome. Ils ont de meilleures portées, de meilleures capacités de calcul et des mémoires plus importantes. Néanmoins, ils ont aussi une espérance de vie plus courte, sont plus gros, plus chers.

La figure 1.2.a donne un transpondeur et une antenne fins et souples, collés sur un autocollant. Le zoom, donné par la figure 1.2.b, montre le transpondeur au centre entouré d'une antenne en cuivre bobinée [3-12].



(a)



(b)

Fig. 1.2. Transpondeur et antenne RFID.

2.3. Performance du tag

Les caractéristiques d'étiquette peuvent se résumer dans la sensibilité du circuit intégré, le gain de l'antenne, la polarisation de l'antenne et l'adaptation d'impédance. Les limitations de l'environnement de propagation sont : la perte du trajet et la désadaptation du tag [4]. L'antenne tag RFID doit être directement adaptée au circuit intégré qui présente principalement une impédance d'entrée complexe (fig. 1.3). Pour maximiser les performances du transpondeur, un maximum de puissance doit être délivré de l'antenne au circuit intégré. Donc la technique d'adaptation d'impédance joue un rôle important dans la conception réussie d'étiquette RFID.

Afin d'assurer un maximum de transfert de puissance de l'antenne vers la charge, l'impédance d'entrée de l'antenne doit être égale au conjugué de l'impédance du circuit intégré dans la fréquence d'opération du tag [4-16].

$$Z_{ANT} = Z_{charge}^* \quad (1.1)$$

Kurokawa [17] a décrit le concept de l'énergie de l'onde se déplaçant entre le générateur et la charge et il a introduit le coefficient de réflexion comme suit :

$$|S_{11}|^2 = \left| \frac{Z_{charge} - Z_{ANT}^*}{Z_{charge} + Z_{ANT}^*} \right|^2 \quad \text{avec : } 0 \leq |S_{11}|^2 \leq 1 \quad (1.2)$$

Ce coefficient de réflexion montre que le maximum de puissance fournie par l'antenne n'est pas totalement délivré à la charge. En conséquence, obtenir un transfert maximum de puissance de l'antenne à la charge se traduit par la minimisation de $|S_{11}|^2$.

Il est à noter que l'impédance de l'antenne et l'impédance de la charge varient avec la fréquence. Pour cette raison le coefficient de réflexion peut être minimisé dans une seule fréquence et par conséquent, cette fréquence sera choisie pour être la fréquence de travail du tag RFID.

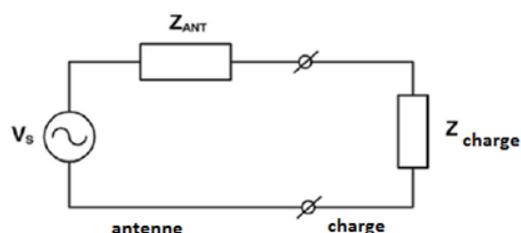


Fig. 1.3. Circuit équivalent d'un tag RFID.

2.4. Substrats flexibles

Le choix du substrat sur lequel l'antenne sera déposée est très important. La caractérisation électrique du substrat est une étape critique pour concevoir l'antenne RFID. En effet, la connaissance des propriétés diélectriques comme la permittivité électrique (ϵ_r) et la tangente des pertes ($\text{tg}\delta$) est nécessaire pour la conception de n'importe quelle structure à haute fréquence.

3. Antennes RFID

Le défi le plus important dans la conception d'une antenne RFID est l'adaptation de l'impédance de celle-ci au circuit intégré pour assurer un transfert de puissance maximal. En plus de l'adaptation d'impédance, une longue portée, une large bande passante, une taille miniaturisée et la flexibilité sont tous des éléments importants que l'antenne RFID doit acquérir. Les tags RFID, en majorité, sont passifs et ceci est dû au coût et aux conditions de fabrication. Ils utilisent l'énergie électromagnétique transmise du lecteur afin d'alimenter le circuit intégré, qui à son tour renvoi des données au lecteur. Un diagramme bloc d'un tag RFID avec un réseau d'adaptation est donné par la figure 1.4.

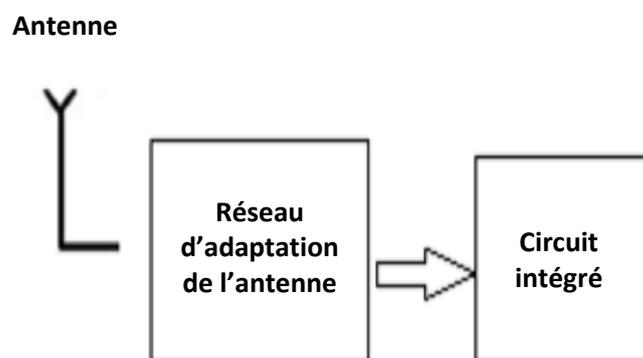


Fig. 1.4. Schéma bloc d'un tag RFID.

4. Applications

La technologie RFID est utilisée depuis longtemps et à large échelle, notamment dans les secteurs de la logistique, la protection contre le vol ou encore l'identification des animaux (fig. 1.5). Pendant longtemps, le prix des étiquettes RFID, leur encombrement ainsi que le manque de normalisation ont limité leur développement [1].

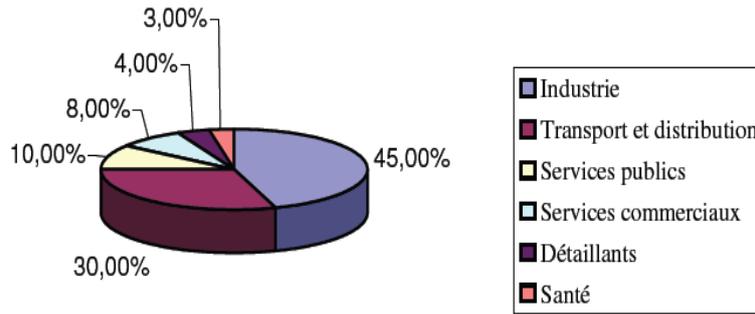


Fig. 1.5. Répartition des applications RFID par secteur d'activité.

4.1. Passeport biométrique

Le besoin de mieux contrôler les passagers aux douanes s'est traduit par la mise en circulation du passeport électronique en Europe à partir de mai 2006. La puce RFID du passeport contenait alors toutes les données d'état civil de la première page du passeport, ainsi que la photo d'identité en format numérique. Le 31 octobre 2008, l'émission de passeport électronique a été remplacée par celle des passeports biométriques. Comme le montre la figure 1.6.a, on remarque sur le bas du passeport le symbole qui marque la présence d'une puce RFID et un agrandissement de cette puce avec l'antenne RFID est donné par la figure 1.6.b.

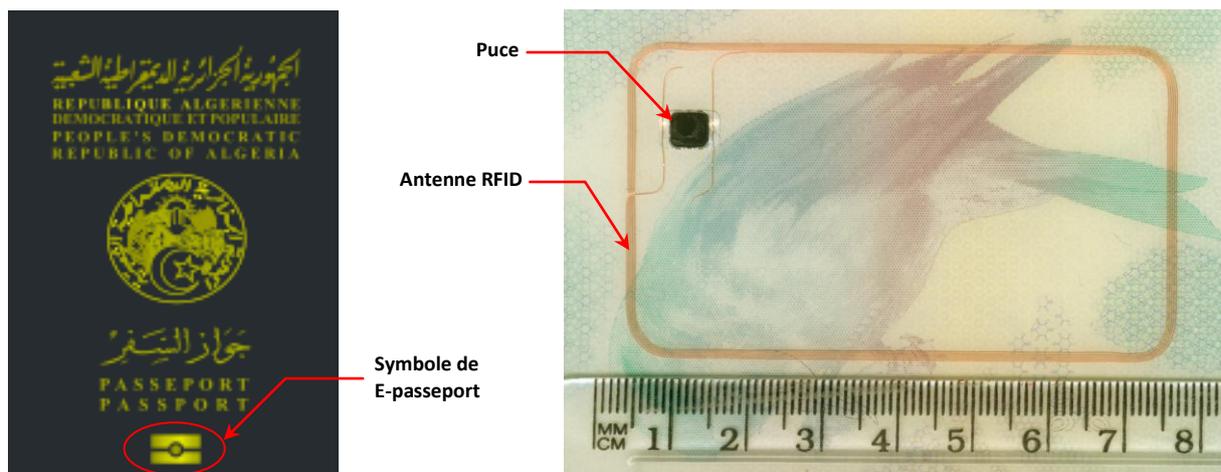


Fig. 1.6. Passeport électronique et son circuit.

4.2. Suivi médical

Les exemples d'hôpitaux qui mettent en place des solutions RFID pour mieux gérer les flux de leurs patients apparaissent dans plusieurs régions du monde. Le principe consiste à doter les patients de bracelets contenant une puce RFID. L'utilisation qui peut être faite est alors double. Tout d'abord, le suivi physique des patients. Des lecteurs positionnés dans l'hôpital permettent de connaître en temps réel où se trouvent les patients. Les avantages sont multiples. Retrouver un patient qui doit se faire opérer est alors chose aisée. Les gestionnaires de l'hôpital peuvent aussi obtenir une vision globale des mouvements dans l'hôpital et, donc, optimiser les déplacements des patients. La seconde utilisation est plus personnelle. Elle consiste à ce que la puce RFID permette un suivi médical plus précis des patients. La puce devant faire le lien entre le patient et son dossier médical (fig. 1.7).



Fig. 1.7. Surveillance de santé sans-fil.

4.3. Gestion des stocks

La figure 1.8 illustre l'utilisation de la technologie RFID dans la gestion des stocks.

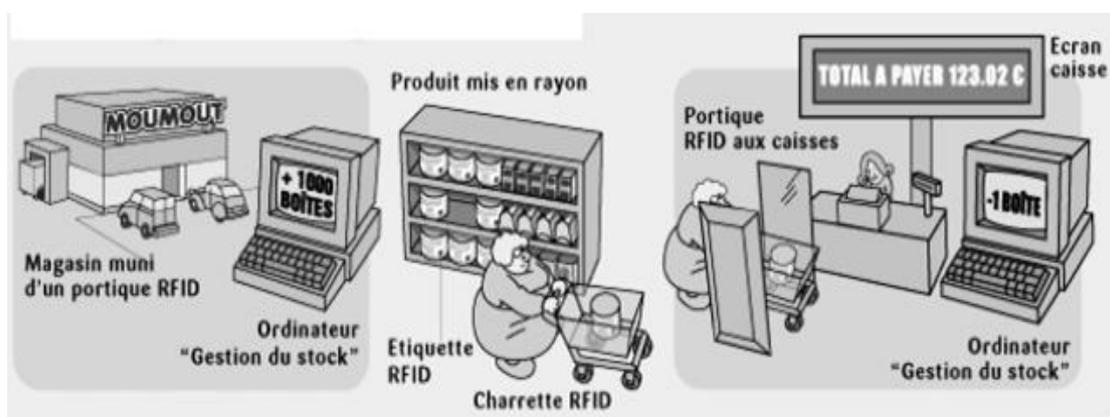


Fig. 1.8. Technologie RFID pour la gestion des stocks.

4.4. Capteurs sans-fils

Pour la technologie d'intégration de capteur sur le substrat, on peut imaginer un capteur mis dans un endroit très perturbé, par exemple un capteur de pression dans les roues de la voiture (fig. 1.9).

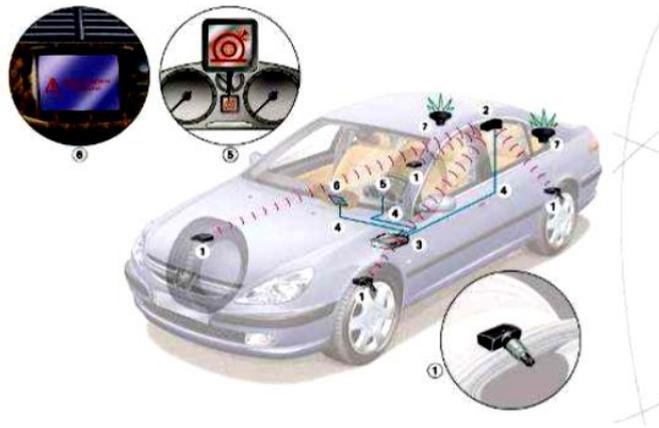


Fig. 1.9. Capteur de pression intégré dans les roues d'une voiture.

5. Avantages et inconvénients

L'une des premières applications connues de la technologie RFID remonte à la seconde guerre mondiale où elle servait comme système d'identification des avions de combats ami ou ennemi.

5.1. Avantages de la technologie RFID

L'intérêt pour cette technologie a resurgi plusieurs décennies après, en vue de remplacer les codes-barres optiques, dans le secteur de la logistique et ce, pour automatiser les traitements :

- inventaire ;
- contrôle d'expédition ;
- contrôle de réception ;
- suivi industriel en chaîne de montage.

Ces mêmes traitements avec les codes-barres sont, en effet, beaucoup plus coûteux en temps, en main-d'œuvre et en flexibilité d'usages.

La petite taille des étiquettes RFID leur permet d'être implantées à l'intérieur des objets et l'identification par radio fréquence permet de lire un très grand nombre d'étiquettes simultanément et ce dans des conditions visuelles ou environnementales difficiles. Grâce au facteur d'échelle, les étiquettes RFID sont très peu coûteuses pour des étiquettes passives en comparaison avec des étiquettes actives.

Les étiquettes furtives incrustées dans des produits visent, en plus de faciliter les opérations de logistique à mieux lutter contre les vols et la contrefaçon de produits tels que : vêtements, médicaments, etc. À savoir, l'ensemble des vols commis sur les chaînes d'approvisionnement représentent une perte de 30 milliards de dollars US par an. Un meilleur suivi des produits dans la chaîne d'approvisionnement s'avère indispensable pour identifier et limiter les vols.

5.2. Inconvénients de la technologie RFID

Les inconvénients de la technologie RFID consistent principalement en problèmes de confidentialité, d'imperfections techniques et de coût de la technologie [19].

6. Conclusion

L'identification par la radio fréquence connaît aujourd'hui un essor technologique important. Cela est dû à leur faible coût, leur flexibilité et une taille miniaturisée. De la santé au transport en passant par la gestion des stocks et les systèmes antivols, cette technologie prometteuse ne cesse de croître.

On s'est penché à la conception des antennes RFID à base de métamatériaux pour améliorer davantage la bande passante, le gain et la directivité qui sont des paramètres très importants dans la technologie RFID.

Chapitre 2

Modélisation des antennes RFID à base de métamatériaux

1. Introduction

Un milieu continu avec des paramètres négatifs, c'est-à-dire, un milieu avec une constante diélectrique ϵ et/ou une perméabilité μ négative(s) longtemps connu dans les théories d'électromagnétisme. En effet, le modèle de Drude-Lorentz prévoit des régions où ϵ ou μ sont négatifs juste au-dessus de chaque résonance.

Les métamatériaux constituent un aménagement d'éléments basiques, artificiels conçus pour atteindre des propriétés électromagnétiques avantageuses et inhabituelles. Ces propriétés seront vues par la suite : comme l'inversion de l'effet doppler et l'inversion de la loi de Snell. Le terme "méta" vient du grec et est traduit par "au-delà" en français.

2. Concepts généraux

2.1. Perméabilité

La perméabilité représente l'opposition d'un matériau au passage du champ d'excitation. Un milieu amagnétique tel que l'eau, le cuivre, l'air sont peu perturbés par l'excitation magnétique, la perméabilité est alors voisine de la perméabilité absolue du vide (μ_0).

$$\mu = \mu_0 \quad (2.1)$$

Contrairement au milieu amagnétique, un milieu ferromagnétique est fortement modifié par l'excitation magnétique et sa perméabilité n'est pas constante. Elle varie en fonction de l'induction magnétique B :

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} \quad (2.2)$$

Ceci provient du fait que B et H ne sont pas proportionnels.

Dans le domaine micro-ondes, certains matériaux ferromagnétiques [20] et composites antiferromagnétiques tels que MgF_2 et FeF_2 [21] peuvent présenter une

perméabilité négative. Cependant, ces matériaux sont lourds et présentent de fortes pertes magnétiques. La possibilité de créer un magnétisme artificiel, c'est-à-dire un magnétisme sans constituant magnétique, est alors très intéressante. Le résonateur en anneau fendu "RAF" (Split Ring Resonator) "SRR" est un exemple d'une structure présentant une perméabilité négative.

2.2. Permittivité

Dans les diélectriques, le champ électrique incident induit une polarisation du milieu qui est une fonction dépendante du champ électrique mais qui peut être développé en séries de Taylor.

$$D = \varepsilon_0 E + P \quad (2.3)$$

La polarisation exprime à quel point le champ est capable de séparer les charges positives et négatives dans le matériau. Pour chaque fréquence, la réponse sera différente et ceci est exprimé par :

$$P(\omega) = \varepsilon_0 \chi(\omega) E(\omega) \quad (2.4)$$

En combinant les équations (1.3) et (1.4) :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 (1 + \chi(\omega)) \quad (2.5)$$

χ est la susceptibilité électrique.

La susceptibilité d'un milieu est liée à sa permittivité relative par :

$$\chi = \varepsilon_r - 1 \quad (2.6)$$

Pour les conducteurs, la permittivité est exprimée par :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 + \frac{\sigma(\omega)}{j\omega} \quad (2.7)$$

σ étant la conductivité.

Quand la permittivité effective prend des valeurs négatives, l'amplitude de l'onde plane décroît exponentiellement en traversant la structure. Pour une source avec une fréquence loin de n'importe quelle fréquence de résonance, ou supérieure à la fréquence du plasma, la permittivité dans le milieu est positive.

Pour les métamatériaux, une permittivité effective négative peut être observée dans le cas d'un milieu filaire constitué de matériaux artificiels formés par des rangées électriquement denses de fils conducteurs minces [11].

2.3. Vitesse de phase et vitesse de groupe

La vitesse de phase est la vitesse pour laquelle la phase de l'onde se propage dans l'espace. Elle est donnée par :

$$V_p = \frac{\omega}{k} \quad (2.8)$$

k étant le vecteur d'onde.

La vitesse de groupe représente la dérivée de la fréquence angulaire de l'onde par rapport au nombre d'onde k .

$$V_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (2.9)$$

3. Définition des métamatériaux

Les métamatériaux électromagnétiques (Electromagnetic metamaterials "MTMs") sont généralement définis comme des structures électromagnétiques efficacement homogènes avec des propriétés inhabituelles et qui ne sont pas disponibles dans la nature. Une structure efficacement homogène est une structure dont sa taille moyenne structurale de cellules p est beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g . Ainsi, p doit être inférieur au quart de la longueur d'onde : $p < \lambda_g/4$ [9].

Les paramètres constitutifs sont la perméabilité μ et la permittivité ϵ qui sont reliées à l'indice de réfraction par :

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (2.10)$$

À partir des éléments précédents, nous pouvons tracer le diagramme μ - ϵ et celui des indices n des matériaux homogènes.

Dans la figure 2.1, donnée la première fois par Caloz et al. [9] et reprise dans un bon nombre de publications et de présentations sur les métamatériaux, on distingue quatre régions correspondant aux quatre combinaisons de signe pour μ et ϵ [18-26] :

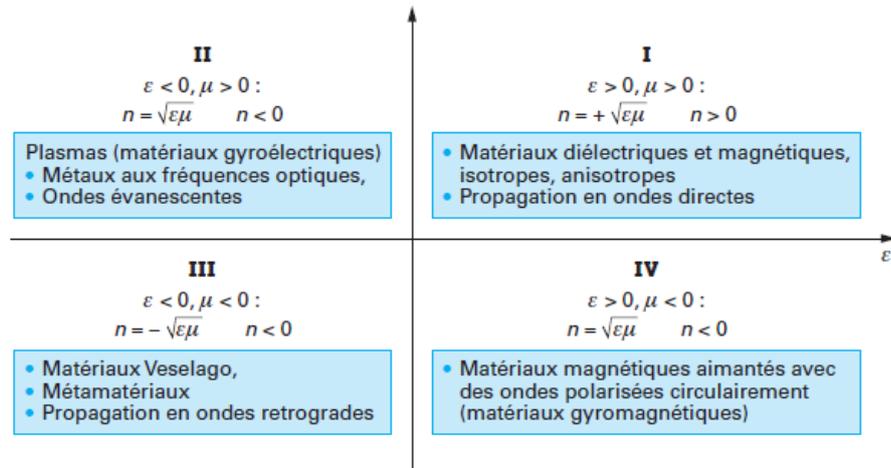


Fig. 2.1. Diagrammes (ϵ, μ) et d'indices de réfraction des milieux homogènes.

- **Région I ($\epsilon > 0, \mu > 0$) :** C'est la plus connue, où se situe l'ensemble des diélectriques et des magnétiques non-aimantés qu'ils soient isotropes ou anisotropes. Cette région peut comporter des milieux composites homogènes et est gouvernée par des permittivités et des perméabilités complexes positives.
- **Région II ($\epsilon < 0, \mu > 0$) :** L'indice est alors négatif. Cette région décrit principalement les plasmas fonctionnant en dessous de la fréquence de plasma électrique et les métaux aux fréquences optiques. C'est le domaine des milieux gyroélectriques, c'est-à-dire des plasmas électroniques où un champ magnétique transverse externe est appliqué. Le milieu devient anisotrope en permittivité. On démontre que, dans ce cas, les seules ondes pouvant se propager sont des ondes à polarisation circulaire droite et gauche. Une des permittivités circulaires présente, par ailleurs, une permittivité négative, comme dans le cas décrit par Von Hippel dans ses modèles de schémas électriques équivalents. En dehors de ce fonctionnement associé avec un champ externe, seules des ondes évanescentes peuvent prendre naissance ("Propagation dans les ferrites").
- **Région III ($\epsilon < 0, \mu < 0$) :** par contre aux trois autres régions qui correspondent à des milieux naturels existant dans la nature, cette région ne correspond à aucun milieu naturel. Von Hippel, en 1954, avait subodoré l'existence de ces milieux. Veselago, en 1967, a poursuivi en parlant de "substances ayant ϵ et μ négatives". La démonstration expérimentale de l'existence de ces milieux "spéciaux" fabriqués par

l'homme a été faite par Smith et ses collègues en 2000 [11]. Depuis, ces "matériaux" ont pris le nom de "métamatériaux".

- **Région IV ($\epsilon > 0$, $\mu < 0$)** : C'est le domaine des matériaux magnétiques comme les ferrites qui sont aimantées par un champ magnétique externe ou interne dans le cas de hexaferrites. Ces milieux sont anisotropes (dites, aussi, composants gyromagnétiques). Dans les structures guidées en hyperfréquence chargées par une ferrite, où un champ magnétique externe est appliqué, il a été démontré, que seules des ondes à polarisation circulaire droite et gauche pouvaient se propager, comme dans le cas des gyroélectriques. L'emploi des ferrites a permis de créer des systèmes non-réciproques comme les isolateurs, les circulateurs et les déphaseurs non-réciproques, utilisant largement les valeurs négatives d'une des perméabilités croisées du dispositif. En dehors de ce cas d'anisotropie due à l'application d'un champ magnétique transverse, il y a propagation d'ondes évanescentes [22].

4. Modélisations des métamatériaux

4.1. Milieu effectif

Le concept de milieu effectif pour la description de la réponse électromagnétique des systèmes hétérogènes est utilisé dans plusieurs domaines de la physique. L'idée est de remplacer le milieu hétérogène par un milieu homogène macroscopiquement, ayant les mêmes réponses électromagnétiques.

Ceci peut être réalisé à l'aide de procédures d'homogénéisation qui permettent de définir une réponse effective à partir des paramètres caractérisant le milieu hétérogène. L'intérêt du concept de milieu effectif réside dans le calcul de tous les autres paramètres électromagnétiques du système en utilisant les relations de l'électrodynamique des milieux continus.

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés aux composites périodiques car les structures à indice de réfraction négatif qui existent dans la littérature sont essentiellement périodiques.

Les différents types de propagation dans les milieux hétérogènes et périodiques sont résumés dans la figure 2.2.

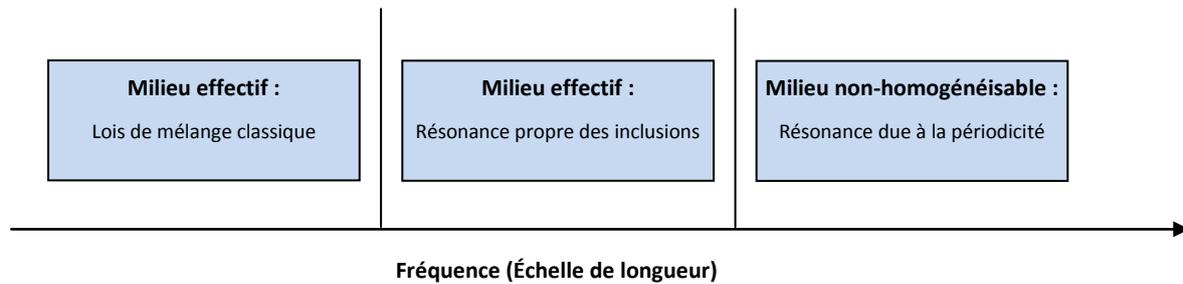


Fig. 2.2. Échelle de longueur pour le milieu effectif d'un composite périodique.

- La zone gauche de la figure représente la bande quasi-statique où la longueur d'onde est beaucoup plus grande que la périodicité des inclusions. Les paramètres effectifs du composite dans cette zone peuvent facilement être calculés à l'aide de solutions quasi-statiques ou en s'appuyant sur des lois de mélange classiques [13].
- La zone droite représente les composites hétérogènes avec des résonances du milieu associées à leurs périodicités. De tels composites ne sont pas homogénéisables. L'étude de leurs caractéristiques de propagation étant plus complexe, elle nécessite des méthodes numériques rigoureuses. Ces méthodes requièrent une discrétisation du volume d'étude. Une cellule élémentaire doit être définie et des conditions de périodicité de Floquet-Bloch doivent être imposées pour borner le volume de calcul. Il s'agit typiquement du régime de fonctionnement des matériaux à bande interdite photonique.
- La zone intermédiaire représente une bande où les inclusions sont résonantes. Les dimensions électriques des inclusions ainsi que la périodicité sont petites devant la longueur d'onde. Les métamatériaux main-gauche appartiennent à cette zone intermédiaire. Un tel milieu sera considéré homogénéisable [4].

Quand un champ électromagnétique est appliqué à un composite, les champs au sein de ce composite contiennent des effets du champ appliqué et la réaction des particules constituant ce composite [14,15]. Le champ local au sein du composite peut être propagatif sans pertes, avec atténuation ou évanescent.

Par ailleurs, le processus d'homogénéisation ne saurait se résumer à un simple calcul de moyenne, comme c'est le cas par exemple pour la masse volumique. Le passage au modèle macroscopique s'effectue dans le respect des lois électromagnétiques et la prise en considération des variations locales des paramètres électromagnétiques constitutifs.

4.2. Méthodes de modélisation

Quatre méthodes principales permettent d'obtenir les paramètres constitutifs homogénéisés.

4.2.1. Méthode de la moyenne et loi des mélanges

Quand les inclusions sont petites, bien espacées, de forme sphérique ou ellipsoïdale, la méthode de la moyenne est, en général, utilisée. Elle consiste à lier l'induction et le champ électromagnétique moyen aux paramètres constitutifs en introduisant la densité de moment et la polarisabilité. La permittivité effective est définie comme étant le rapport entre le déplacement et le champ électrique moyen :

$$\vec{D} = \epsilon_{\text{eff}} \vec{E} \quad (2.11)$$

Plusieurs formalismes théoriques existent (Clausius-Mossotti, Rayleigh, etc.). On retient, en particulier, les formalismes de Maxwell-Garnett, de Bruggeman et du potentiel cohérent qui sont le plus souvent utilisés.

4.2.2. Méthode de la limite

Quand les inclusions ne vérifient pas ces conditions, on peut utiliser la méthode de la limite. Elle tient compte de toutes les interactions entre les inclusions. Cette approche est plus récente et s'applique en particulier aux structures périodiques. Mathématiquement, au lieu de résoudre rigoureusement le problème pour chaque valeur de la période p , on le plonge dans une suite de problèmes indexés par p , qu'on fait tendre vers 0. La longueur d'onde est très grande par rapport à la période. Ainsi, c'est comme si l'onde éclairait un matériau homogène caractérisé par les paramètres électromagnétiques effectifs.

Contrairement à la méthode de la moyenne, le processus de limite ne souffre pas des contraintes sur la forme et la taille des inclusions. Les méthodes les plus utilisées sont celle du développement asymptotique et celle de la convergence à deux échelles.

4.2.3. Méthode d'éclatement périodique

Elle permet de se libérer des contraintes imposées par la méthode de la moyenne. Introduite par Damlamian et al. [22], le champ se décompose en un champ moyen, qui est le champ calculé dans le matériau homogène équivalent et un champ correcteur.

4.2.4. Méthode de moyenne et sommation du champ

L'idée récente de Pendry est de calculer les paramètres effectifs à partir du champ local moyenné. Cette méthode révèle toute son efficacité, par rapport à celle utilisant les paramètres S, lorsque les structures à étudier sont complexes et que les amplitudes en transmission et réflexion deviennent difficilement interprétables. Puis il améliora cette méthode en remplaçant les moyennes volumiques par un rapport d'intégrales surfacique et linéique [22].

5. Modélisation des diélectriques et des conducteurs

5.1. Définition du problème

La figure 2.2 représente un milieu multicouche dont les paramètres sont donnés ci-après.

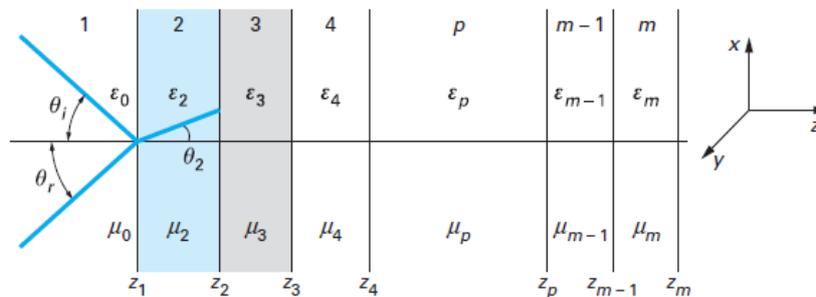


Fig. 2.3. Représentation d'un milieu multicouche.

Chaque couche m est définie par son épaisseur $z_m - z_{m-1}$, sa permittivité ϵ_m et sa perméabilité μ_m . Une onde électromagnétique arrive sur le milieu avec une incidence θ_i , une onde réfléchie se produit avec un angle θ_r . D'après les lois de Snell-Fresnel, on a :

$$\theta_i = \theta_r \tag{2.12}$$

L'onde transmise se déplace dans le milieu 2 avec un angle de réfraction θ_2 . Le milieu d'indice 1 est l'air, caractérisé par sa permittivité ϵ_0 et sa perméabilité μ_0 . D'après les lois de Snell-Fresnel, à la première interface on a :

$$k_1 \sin\theta_1 = k_2 \sin\theta_2 \tag{2.13}$$

avec k_1 et k_2 constantes de propagation des milieux 1 et 2 ($k_1 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ et $k_2 = k_1\sqrt{\mu_{r2}\epsilon_{r2}}$).

5.2. Modélisation d'une monocouche infinie en z

En incidence normale, avec une couche 2 de dimension infinie en z, on a :

- les coefficients de réflexion :

$$R_E = -R_H = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.14)$$

- les coefficients de transmission :

$$T_E = \frac{Z_1}{Z_2} T_H = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (2.15)$$

avec $Z_1 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ et $Z_2 = \sqrt{\mu_2/\varepsilon_2}$.

- On peut faire les remarques suivantes.
 - $R=0$ ($Z_2=Z_1$) : Signifie que l'impédance du milieu 2 ramenée à l'interface Z_1 doit être égale à l'impédance de l'espace libre. La réflexion devient nulle s'il y a une adaptation d'impédances entre les milieux (impédance de $120\pi\Omega$).
 - $T=1$: Signifie que la transmission est complète. Ceci est obtenu pour les deux polarisations de l'onde si $Z_2=Z_1$. Dans ces conditions, tout se passe comme si la couche 2 n'existait pas.
- La polarisation de l'onde doit être prise en considération en fonction de l'incidence. Au moment où le plan d'onde atteint le matériau composite, on trouve :

$$Z_{2E} = \frac{1}{\cos\theta_2} \sqrt{\mu_2/\varepsilon_2} \quad (2.16)$$

$$Z_{2H} = \cos\theta_2 \sqrt{\mu_2/\varepsilon_2} \quad (2.17)$$

- En se basant sur les équations de Fresnel, qui établissent les lois de réflexion et de transmission en fonction de la polarisation et de l'incidence, on peut extraire les relations, des champs électrique normal et magnétique parallèle au plan d'onde, suivante :
 - En réflexion :

$$R_{En} = -R_{Hp} = \frac{Z_2 \cos\theta_1 - Z_1 \cos\theta_2}{Z_2 \cos\theta_1 + Z_1 \cos\theta_2} \quad (2.18)$$

- En transmission :

$$T_{\text{En}} = \frac{Z_1}{Z_2} T_{\text{Hp}} = \frac{2Z_2 \cos \theta_1}{Z_2 \cos \theta_1 + Z_1 \cos \theta_2} \quad (2.19)$$

Lorsque $R=0$ et $T=1$, le rapport des impédances doit être égal au rapport des cosinus des angles d'incidence et de réfraction, ce qui limite le fonctionnement en incidence de la couche.

5.3. Modélisation d'une structure multicouche

On suppose que chaque couche i est homogène. Deux méthodes de calcul sont possibles :

- une méthode où l'on écrit les champs incidents, réfléchis et transmis (couche par couche) et où l'on spécifie que les conditions aux limites de ces champs doivent être satisfaites (les champs tangentiels étant continus) ;
- une méthode matricielle que nous développerons ci-après.

Les relations entre les champs dans la couche $m-1$ par rapport à la couche m peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{pmatrix} E_{m-1} \\ H_{m-1} \end{pmatrix} = A_m \begin{pmatrix} E_m \\ H_m \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

où E_m, H_m sont les composantes selon y et x de \vec{E} et \vec{H} pour les deux polarisations.

On montre que la matrice A_m s'écrit comme suit :

$$A_m = \begin{bmatrix} \cos \alpha_m & jZ_m \sin \alpha_m \\ j \frac{\sin \alpha_m}{Z_m} & \cos \alpha_m \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

avec $\alpha_m = k_m d_m \sqrt{1 - (k_1/k_m)^2 \sin^2 \theta_1}$ et d_m est l'épaisseur de la couche ($z_m - z_{m-1}$).

Les impédances sont exprimées par :

$$\begin{cases} Z_{mE} = \frac{1}{\cos \theta_m} \sqrt{\mu_m / \epsilon_m} \\ Z_{mH} = \cos \theta_m \sqrt{\mu_m / \epsilon_m} \end{cases} \quad (2.22)$$

La matrice globale peut être déduite comme suit :

$$A = A_2 \times A_3 \times A_4 \times \dots \times A_{m-1} \times A_m \quad (2.23)$$

- Si Z_m est infinie (comme pour un conducteur), $A_m = -1$ et la matrice A a la forme :

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

L'impédance d'entrée effective présentée par l'ensemble des couches est, alors, définie par la relation suivante :

$$Z = \frac{a_{11}Z_m - a_{12}}{a_{22} - a_{21}Z_m} \quad (2.25)$$

ce qui permet de déduire les nouveaux coefficients de réflexion et de transmission :

$$R = \frac{Z - Z_1}{Z + Z_1} \quad (2.26)$$

$$T = 2 \frac{Z a_{22} + a_{12}}{Z + Z_1} \quad (2.27)$$

On obtient une transparence de l'ensemble des couches si $R = 0$, soit Z (impédance des couches ramenée au niveau de la première couche) égale à Z_1 (l'impédance caractéristique du vide).

- Examinons le cas $m=3$:

$$A = \begin{bmatrix} \cos \alpha_2 & jZ_2 \sin \alpha_2 \\ \frac{j}{Z_2} \sin \alpha_2 & \cos \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

On en déduit l'impédance d'entrée effective Z et le coefficient de réflexion R :

$$Z = Z_2 \frac{Z_3 - jZ_2 \tan \alpha_2}{Z_2 - jZ_3 \tan \alpha_2} \quad (2.29)$$

$$R = \frac{Z_2(Z_3 - Z_1) - j(Z_2^2 - Z_3Z_1)\operatorname{tg}\alpha_2}{Z_2(Z_3 + Z_1) - j(Z_2^2 - Z_3Z_1)\operatorname{tg}\alpha_2} \quad (2.30)$$

avec : $\alpha_2 = k_2 d \cos \theta_2$, d étant l'épaisseur de la couche normalisée par rapport à la longueur d'onde $\lambda = c/f$ et c la vitesse de la lumière.

Deux cas sont intéressants à examiner :

- Incidence normale ($\text{tg}\alpha_2=0$) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_2 = n\pi \\ d = \frac{n\lambda}{2} \\ Z = Z_2 \\ R = \frac{Z_3 - Z_1}{Z_3 + Z_1} \end{array} \right. \quad (2.31)$$

Ce qui signifie que la couche 2 n'a pas d'influence.

- Incidence normale ($\text{tg}\alpha_2=\infty$) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_2 = \left(n - \frac{1}{2}\right)\pi \\ d = \frac{(2n+1)\lambda}{4} \\ Z = \frac{Z_2^2}{Z_3} \\ R = \frac{Z_2^2 - Z_3 Z_1}{Z_2^2 + Z_3 Z_1} \end{array} \right. \quad (2.32)$$

On en déduit que le coefficient de réflexion a pour valeur $R=0$ quand :

$$Z_2^2 = Z_1 Z_3 \quad (2.33)$$

Si la couche 2 est une lame quart d'onde d'impédance $Z_2^2 = Z_1 Z_3$, le milieu 3 sera adapté au milieu 1 sans réflexion. Ce principe est utilisé dans les lignes de transmission sous le nom de transformateur d'impédances et dans les matériaux absorbants sous le nom de couche d'adaptation quart d'onde.

6. Modélisation d'une structure périodique

L'objectif de cette partie est de présenter plus en détail l'intérêt de différentes surfaces à haute impédance (SHI) utilisées dans des contextes antennaires et plus particulièrement pour leur intégration. Pour cela, nous proposons un bref tour d'horizon de ces matériaux.

De nombreux chercheurs se sont intéressés à ces méta-surfaces et il en résulte une très grande variété allant des plus simples au plus exotiques. Ces structures sont généralement composées d'un matériau diélectrique sur lequel est imprimé, en face supérieure, un réseau périodique planaire de motifs unitaires et un plan de masse en face inférieure. Dans la suite, nous allons distinguer deux grandes catégories. La première concerne les structures qui possèdent un contact électrique franc entre couches supérieures et inférieures et la seconde est composée de celles qui ne possèdent pas de via.

6.1. Champ de champignons (Mushrooms)

En 1999, Sievenpiper et Yablonovitch [24] ont présenté une structure à bande interdite électromagnétique. Après avoir été largement déclinée, celle-ci peut désormais être constituée d'un réseau 2D de pastilles métalliques carrées ou hexagonales, reliées au plan de masse par l'intermédiaire d'un via. Au choix, le motif périodique peut être placé dans l'air ou directement imprimé sur un support diélectrique.

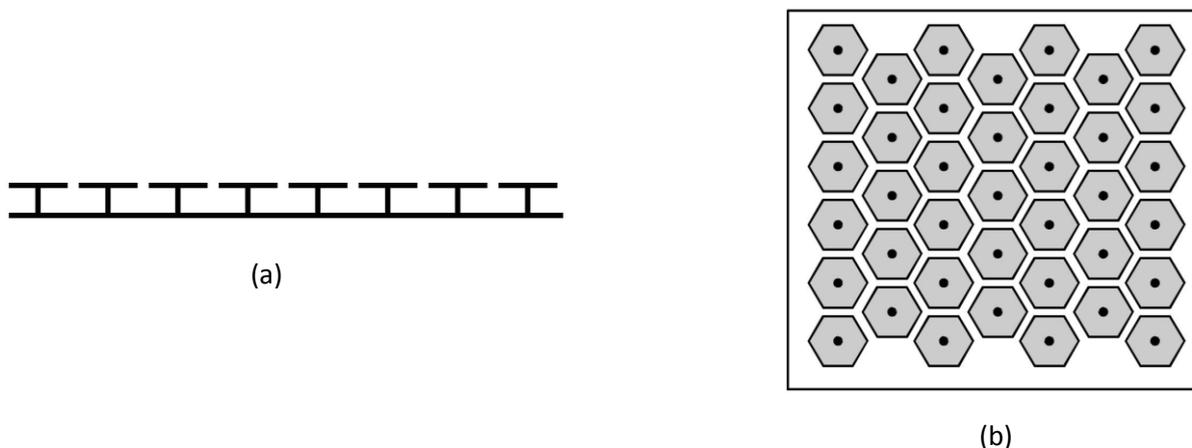


Fig. 2.4. Vues longitudinale et transversale d'un champ de champignons.

Lorsque les dimensions des inclusions et leur espacement sont très petits devant la longueur d'onde, leurs propriétés électromagnétiques peuvent être décrites en utilisant des éléments localisés (condensateurs et inductances). Cette structure se comporte comme un circuit LC parallèle résonant et peut ainsi être simplement modélisée.

Ce concept de matériaux équivalent à une surface à haute impédance a été introduit dans le but de supprimer les ondes de surface d'une antenne microruban pour augmenter son rendement.

Cependant, des limitations en terme de largeur de bande existent. En effet, le caractère haute impédance n'agit que dans une bande limitée de fréquences et en dehors de cette bande de travail, la surface réagit comme une surface conductrice continue. De plus, la stabilité des propriétés de haute impédance avec l'incidence et la polarisation présente également des limitations [25].

6.2. Réseaux périodiques planaires

Une étude menée en 2005 par Feresidis et al. [26] a montré que des structures périodiques planaires peuvent afficher un comportement haute impédance. Ce phénomène n'est valide que sur une certaine plage de fréquences et seulement pour les ondes planes en incidence normale.

Par réseau périodique planaire nous entendons toute surface texturée qui ne comporte pas de via assurant la continuité électrique entre les motifs et plan de masse. L'absence de vias facilitant grandement la réalisation technologique de telles structures. Un engouement sans précédent est né dans la communauté scientifique pour leur développement. Aujourd'hui, un très grand nombre de motifs distincts a été analysé, caractérisé et comparé. En premier lieu, nous pouvons présenter les surfaces constituées d'un réseau de pastilles carrées qui, par leur simplicité de mise en œuvre, s'imposent naturellement comme le réseau périodique planaire le plus répandu. Les réseaux métalliques périodiques planaires se comportent comme des conducteurs magnétiques artificiels lorsque qu'ils sont placés sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse.

La figure 2.5 présente des exemples de ce type de structures, aussi appelées surfaces capacitives en raison de leur comportement capacitif, ou surfaces inductives, leur dual, affichant un comportement inductif.



Fig. 2.5. Surfaces périodiques de types (a) capacitif et (b) inductif.

Ces structures permettent d'assurer une des deux propriétés caractéristiques des surfaces à haute impédance. En effet, les structures proposées présentent les propriétés d'un PMC. Elles introduisent notamment une phase du coefficient de réflexion de zéro degré aux ondes incidentes.

6.3. Modélisation Analytique des SHI

Les surfaces à haute impédance possèdent deux caractéristiques très importantes. La première est le fait qu'elles peuvent présenter une très haute impédance aux ondes incidentes.

Dans le cas des réflecteurs métalliques classiques, la phase du coefficient de réflexion est égale à 180 degrés. Cette valeur est due à l'annulation du champ électrique à la surface.

Dans le cas des surfaces à haute impédance, la phase du coefficient de réflexion est nulle à la fréquence de résonance. La deuxième caractéristique correspond à la suppression des ondes de surface.

Ceci peut être caractérisé par deux méthodes : en calculant numériquement le diagramme de bande ou en excitant expérimentalement la structure par des ondes TE et TM [4].

On étudie un modèle à éléments localisés, proposé par Sievenpiper et applicable à la structure SHI en champignons carrés (fig. 2.6).

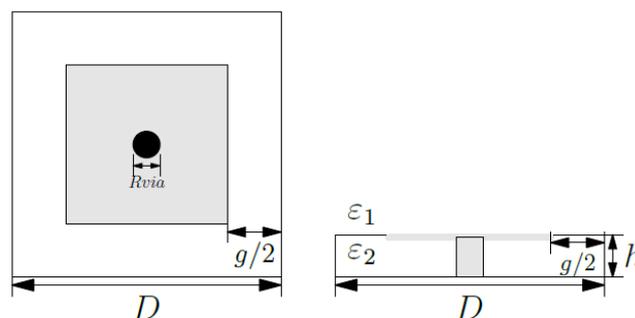


Fig. 2.6. Géométrie d'une cellule de structure SHI en champignon.

Le circuit équivalent de cette structure est modélisé comme une combinaison de capacitance et inductance en parallèle (fig. 2.7).

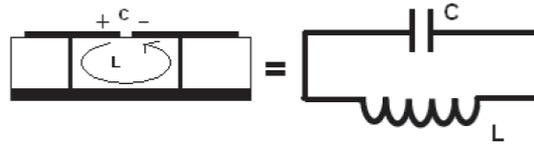


Fig. 2.7. Circuit équivalent pour une cellule SHI en champignon.

L'impédance équivalente de cette structure est définie par :

$$Z_s(\omega) = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \tag{2.34}$$

avec l'inductance L et la capacité C sont déterminées par la géométrie de la structure SHI comme suit [6] :

$$C = \frac{(D-g)(\epsilon_1 + \epsilon_2)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{D}{g}\right) \tag{2.35}$$

où D est la période d'une cellule élémentaire, g est l'espace entre deux patches, $\epsilon_1 = \epsilon_0$ et $\epsilon_2 = \epsilon_0 \epsilon_r$ est la permittivité des deux milieux à côté du patch :

$$L = \mu h \tag{2.36}$$

tel que μ et h sont la perméabilité et la hauteur du substrat [7].

6.4. Modélisation analytique d'AMCs

Parmi les différents modèles analytiques énoncés précédemment, nous n'en développons que deux, en l'occurrence ceux ayant déjà fait leurs preuves spécifiquement pour la modélisation d'AMCs, même si nous allons en comparer trois différents. La figure 2.8 illustre le type de méta-surface auquel nous nous intéressons dans ce chapitre.

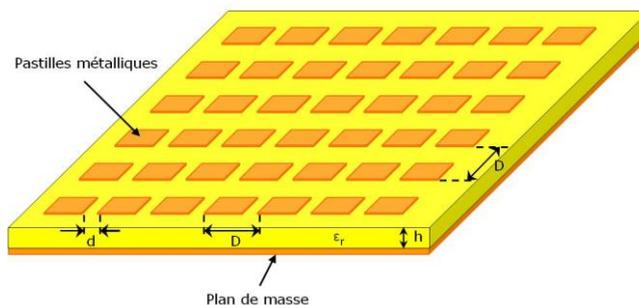


Fig. 2.8. Structure de la surface AMC.

Les modèles suivants sont valides pour des pastilles carrées dont les dimensions sont petites devant la longueur d'onde (période du réseau $D \ll \lambda$) et pour des fentes étroites entre ces pastilles (largeur de fente $d \ll D$). Le paramètre h correspond à l'épaisseur du substrat. Il est à noter que ces modèles sont purement réactifs et ne permettent donc pas de déterminer le module du coefficient de réflexion.

La structure peut être modélisée par une ligne de transmission qui agit comme une capacité shunt placée à une distance h d'une ligne court-circuitée elle-même modélisable par une inductance shunt en parallèle avec la capacité. La figure 2.9 présente le modèle électrique équivalent pour une onde plane en incidence normale.

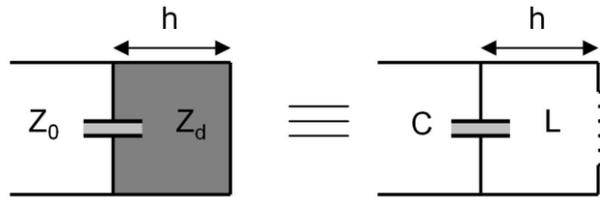


Fig. 2.9. Schéma électrique équivalent.

Ainsi, nous comprenons qu'une telle structure peut avoir un comportement capacitif ou inductif selon les valeurs associées aux composants discrets. Le circuit parallèle LC devient inductif au-dessous de la fréquence de résonance, circuit-ouvert à la résonance (se comportant comme un mur magnétique) et puis capacitif au-delà de la résonance. L'impédance de surface (Z_s) devient Z_{LC} et peut être obtenue par l'expression suivante :

$$Z_{LC} = j \frac{X_L X_C}{X_C - X_L} \quad (2.37)$$

$$X_L = Z_d \operatorname{tg} k_{\text{eff}} h \quad (2.38)$$

$$k_{\text{eff}} = k_0 \sqrt{\varepsilon_r} \quad (2.39)$$

$$Z_d = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.40)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (2.41)$$

Pour approximer la capacité de couplage C , il est possible d'utiliser une forme approchée de l'équation de la capacité par unité de longueur, C_0 , pour deux lignes coplanaires :

$$C_0 = \frac{\varepsilon K\left(\sqrt{1 - \sqrt{d/D}}\right)}{K(d/D)} \quad (2.42)$$

avec D est la période, d l'espacement entre deux pastilles et $K(z)$ représente l'intégrale elliptique complète définie par :

$$K(z) = \int_{\pi/2}^0 \frac{d\phi}{\sqrt{1 - z^2 \sin^2 \phi}} \quad (2.43)$$

Dès lors, la capacité de couplage C peut être obtenue en multipliant C_0 par la longueur effective de la pastille carrée. Cette longueur effective doit être choisie légèrement plus courte que sa longueur physique en raison des effets de bord dûs aux dimensions finies. Enfin, nous en déduisons le coefficient de réflexion :

$$\Gamma = \frac{Z_s - 1}{Z_s + 1} \quad (2.44)$$

7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques notions sur les matériaux et les métamatériaux à savoir la permittivité et la perméabilité, la vitesse de groupe et la vitesse de phase. Les métamatériaux peuvent présenter une permittivité et/ou une perméabilité négative dans certaines fréquences et dans des directions bien définies. Les métamatériaux ont ouvert la porte pour de nombreuses applications à l'instar des lentilles parfaites, des structures dissimulées, des antennes, etc.

Nous avons présenté différentes structures à permittivité et perméabilité effectives négatives, obtenues par structuration périodique métallique, dans le domaine des micro-ondes.

Chapitre 3

Présentation du simulateur CST MWS

1. Introduction

Des travaux de recherches intenses dans le domaine des antennes ont abouti au développement de plusieurs types d'antennes, différents par leur fonctionnement, leur géométrie et leur technologie.

Une des priorités de ce mémoire de magister était de concevoir des antennes RFID à base de métamatériaux en technologie imprimée, afin de bénéficier à la fois d'un encombrement minime et garder les meilleures caractéristiques de l'antenne de point de vue bande passante et adaptation. Pour cela nous avons choisi l'outil de simulation CST *Microwave Studio* qui utilise la technique d'intégration finie (FIT).

2. Simulateur CST-MWS

Le logiciel CST-MWS est un outil de simulation électromagnétique de structures passives en 3-Dimensions. Le simulateur MWS utilise la technique des intégrales finis (FIT) pour résoudre les problèmes électromagnétiques régis par les équations de Maxwell sous forme intégrale.

En ce qui concerne la technique FIT, cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace, identique à celle de la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain).

Le logiciel MWS maille la structure en utilisant des éléments volumiques parallélépipèdes permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits. Ceci lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. Il permet aussi de décrire les dispositifs hyperfréquences à contrôler tels qu'ils sont réalisés en pratique, par empilement des couches de matériaux avec leurs propres

caractéristiques (permittivité et tangente de pertes dans le cas d'un semi-conducteur et conductivité électrique dans le cas d'un métal avec pertes).

Comme tous les simulateurs 3D, l'avantage de cet outil est sa possibilité de traiter toutes sortes de structures homogènes et inhomogènes, quelle que soit la technologie désirée. Mais, la mise en œuvre du logiciel est très lourde pour les circuits planaires qui sont des circuits simples. Le logiciel exige des moyens informatiques importants. Les calculs nécessitent la résolution de systèmes matriciels de grandes dimensions [5].

Premièrement, MWS offre une interface graphique conviviale et facile à utiliser. Une capture d'écran de cette interface est implantée dans la figure 3.1.

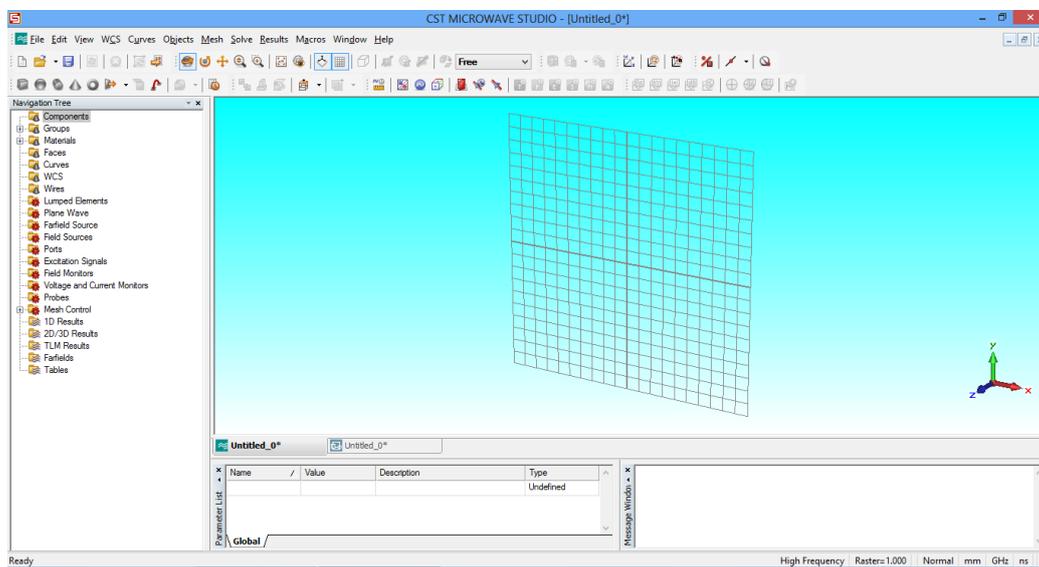


Fig. 3.1. Interface graphique de MWS.

CST-MWS fait partie de suite CST Design Studio et offre un certain nombre de solveurs différents, pour différents domaines d'applications. Étant donné qu'aucune de ces méthodes ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'applications, le logiciel contient quatre techniques de simulations différentes (transient solver, frequency domain solver, integral equation solver, eigenmode solver) pour mieux répondre à leurs applications particulières. Le solveur le plus flexible est "transient solver" ou solveur transitoire, permettant de faire la simulation d'une large bande de fréquences simultanément dans la même tentative de calcul (contrairement à un grand nombre de simulateurs où solveurs qui utilisent l'approche par pas de fréquence).

3. Technique d'intégration finie

Le logiciel CST-MWS regroupant au sein du même environnement les maillages cartésiens ainsi que les solveurs de résolution temporel et fréquentiel d'équations de Maxwell en 3D sous leur forme intégrale sans passer par les hypothèses simplificatrices de l'équation de dispersion [23].

Les équations de Maxwell en forme intégrale modélisant un milieu, où une densité de charge ρ est présente, sont :

$$\oint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} = \int_V \rho \cdot dV \quad (3.1)$$

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (3.2)$$

$$\oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (3.3)$$

$$\oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{A} \quad (3.4)$$

Auxquelles on ajoute les lois de milieu et la loi d'Ohm :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (3.5)$$

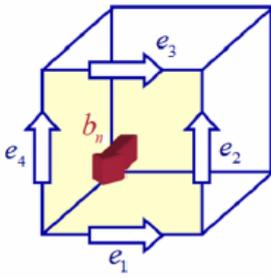
$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (3.6)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_s \quad (3.7)$$

La méthode FIT est développée par Weiland [27] en 1976, dans le but de résoudre les équations de Maxwell en 3D sur un domaine de calcul. Ce domaine spatial global est subdivisé en plusieurs petits cuboïdes orthogonaux construits. Cette méthode fournit une alternative générale séduisante. Basée sur l'intégration locale des équations de Maxwell sur deux maillages duaux. Elle conduit naturellement à un schéma explicite moyennant la détermination de deux matrices constitutives qui incluent les propriétés du milieu de propagation. Lorsque les maillages duaux sont orthogonaux, les matrices constitutives sont diagonales. Elle est applicable à plusieurs problèmes électromagnétiques dans les domaines fréquentiel et temporel. Cette méthode permet, associée avec la technique PBA (Perfect

Boundary Approximation) [30], d'être encore plus efficace qu'une méthode des différences finies (MDF) en termes de rapidité de calcul et de capacité mémoire requise en fonction du nombre de cellules de maillage. Ceci grâce à la formulation explicite du mode de résolution et à la capacité de reproduction naturelle d'objets arrondis avec un nombre réduit de cellules de maillage [29,30].

A titre d'exemple, la loi de Faraday sera réécrite comme une somme de quatre tensions électriques (intégrale de contour), qui est égale au flux magnétique à travers la face de la cellule, comme le montre la figure 3.2. Cette procédure est faite pour toutes les faces des cellules du maillage. Ainsi, une formulation de type matriciel est établie, où la matrice [C] est l'équivalent de l'opérateur rotationnel. Elle aura donc les éléments "0", "1" et "-1". Les éléments "1" et "-1" indiquent la direction de la tension électrique, et l'élément "0" indique qu'il n'y a pas de contribution de cette dernière.

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = -j\omega \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad \rightarrow$$


$$\begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} = -j\omega \begin{bmatrix} \cdot \\ b_n \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad [C] \cdot [e] = -j\omega [b]$$

Tension électrique : $e_k = \int_{\partial A_k} \vec{E} \cdot d\vec{s}$, flux magnétique : $b_n = \int_{A_n} \vec{B} \cdot d\vec{A}$, $\sum_{k=1,4} C_k e_k = -j\omega b_n$

Fig. 3.2. Méthode d'intégration finie – discrétisation des équations intégrales de Maxwell.

En appliquant la même procédure pour le théorème de Maxwell-Ampère nous aurons un opérateur rotationnel \tilde{C} dual. La discrétisation des autres équations de Maxwell introduit les opérateurs de divergence S et \tilde{S} . Comme pour la matrice [C], les matrices construites avec ces opérateurs ont les éléments "0", "1" et "-1". Ainsi, les équations de Maxwell s'expriment de façon matricielle dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$[C][e] = -j\omega [b] \tag{3.8}$$

$$[\tilde{C}] \cdot [h] = j\omega[d] + [J] \quad (3.9)$$

$$[\tilde{S}] \cdot [d] = [q] \quad (3.10)$$

$$[S] \cdot [b] = [0] \quad (3.11)$$

avec :

[e] : matrice de tension électrique,

[b] : matrice de flux magnétique,

[h] : matrice de "tension" magnétique,

[d] : matrice de flux de déplacement,

[j] : matrice de flux de la densité de courant,

[q] : matrice de flux charge.

Comme il a été souligné, pour éviter les instabilités qui peuvent survenir dans les autres méthodes numériques, celle-ci assure la conservation de l'énergie et de la charge. Ceci est fait avec des opérations algébriques entre les matrices qui ont été construites. À titre d'exemple, la continuité de la charge en chaque cellule est assurée par la condition (3.12) comme suit :

$$[\tilde{S}] \cdot \left([\tilde{C}] \cdot [h] \right) = [\tilde{S}] \cdot \left(j\omega[d] + [J] \right) = 0 \quad (3.12)$$

En introduisant dans le terme de droite la relation (3.10), nous obtenons :

$$j\omega[\tilde{S}] \cdot [d] + [\tilde{S}] \cdot [J] = j\omega[q] + [\tilde{S}] \cdot [J] = 0 \quad (3.13)$$

Ce qui est l'équivalent fréquentiel de la loi de la conservation de la charge ou de continuité du courant, qui s'exprime par :

$$j\omega Q + \text{div}(\dot{J}) = 0 \quad (3.14)$$

où Q et J sont respectivement les densités de charges et de courant.

La technique PBA est incorporée pour la création du maillage. Cette technique permet l'approximation précise des frontières curvilignes. En fait, par l'évaluation des conditions aux limites entre cellules adjacentes, le passage d'un milieu à un autre est garanti avec des opérations algébriques entre les matrices des champs électrique et magnétique. Il est nécessaire, pour avoir un haut niveau de précision, de raffiner le maillage là où la géométrie et le matériau, qui définissent la structure, changent considérablement.

Cette technique numérique a été implémentée dans le logiciel commercial CST-EM Studio. La connaissance de cette technique demande l'application correcte des autres paramètres dans ce logiciel (maillage, conditions aux limites, profondeur du sol) pour faire une modélisation capable de représenter la structure sous étude. Ces paramètres seront présentés par la suite [9].

4. Maillage

CST-EM Studio permet l'utilisation de deux types des maillages pour la discrétisation spatiale de la géométrie à étudier. Ainsi, nous pouvons choisir entre les maillages hexaédrique et tétraédrique. Dans la suite, les caractéristiques de chacun seront analysées pour montrer quel maillage doit être de préférence utilisé selon l'application.

4.1. Maillage tétraédrique

Ce maillage est basé sur des cellules tétraédrales (pyramidales) qui permettent de faire une très bonne approximation volumique de la géométrie. Néanmoins, pour le calcul des courants la géométrie doit être très bien représentée par le maillage, notamment vers les conducteurs. Ceci apporte une difficulté en raison du rapport entre la taille du rail et du sol (à titre d'exemple, le rapport entre le diamètre du rail et la profondeur du sol à mailler est d'environ 3000). Cela nécessite une bonne stratégie de maillage pour obtenir une convergence des résultats avec un minimum de temps de calcul. La construction de ce maillage demande beaucoup de temps, mais une fois le maillage établi, les simulations sont faites en quelques minutes. Ce maillage demande aussi beaucoup de mémoire informatique.

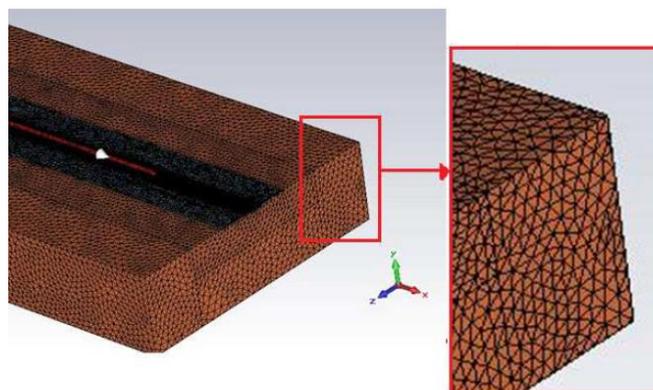


Fig. 3.3. Maillage tétraédrique.

Lors des simulations pour calculer le courant, on observe qu'il y a besoin de raffiner encore plus le maillage pour que les résultats convergent. Donc, ce maillage n'est pas très adapté pour calculer cette grandeur. De plus, les cartographies des champs et de la densité de courant ne sont pas très précises, ce qui confirme aussi que le maillage a besoin d'être affiné. Il est important de noter que ce modèle a été fait pour un sol de résistivité égale à 1Ω/m. Avec un sol moins conducteur, la procédure pour un maillage optimum peut prendre encore plus de temps puisque le maillage doit être appliqué sur une plus grande profondeur. Étant donné que les résultats et le temps de construction du maillage ne sont pas satisfaisants, il a été décidé de modéliser la géométrie avec le maillage hexaédrique, qui sera présenté ensuite.

4.2. Maillage hexaédrique

Le maillage hexaédrique dans CST-EM Studio est, en fait, un maillage dual. Il y a donc un maillage primaire qui est visualisable et qui peut être modifié par l'utilisateur et un maillage secondaire, qui n'est pas visualisable et qui est orthogonal au maillage primaire (fig. 3.4). Les équations de Maxwell sont résolues dans le deux maillages. Ces équations sont décrites en termes de tension électrique et de flux magnétique dans le maillage primaire et de "tension" magnétique et de flux de déplacement dans le maillage secondaire.

Tension électrique : $e_k = \int_{\partial A_k} \vec{E} \cdot d\vec{s}$,

Tension magnétique : $h_k = \int_{\partial A_k} \vec{H} \cdot d\vec{s}$,

Flux magnétique : $b_n = \int_{A_n} \vec{B} \cdot d\vec{A}$,

Flux de déplacement : $d_n = \int_{A_n} \vec{D} \cdot d\vec{A}$.

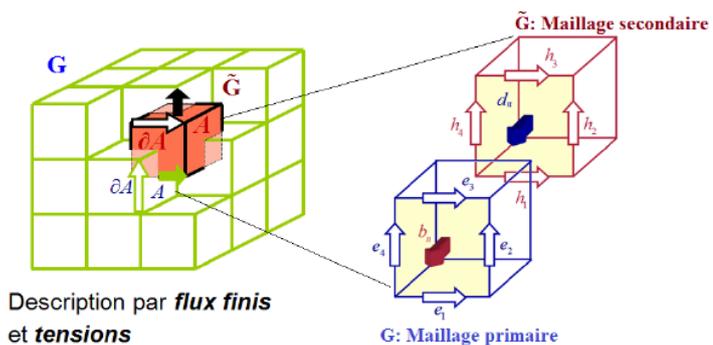


Fig. 3.4. Maillage hexaédrique.

Comme pour le maillage précédent, il faut noter l'importance que doit être donnée à la définition correcte du maillage due à la petite taille des conducteurs par rapport au volume du sol. Les cellules doivent avoir une taille progressive, ce qui facilitera la convergence des résultats. En effet, la grandeur à simuler s'exprime dans chaque maille sous la forme d'une somme de fonctions de premier ou deuxième ordre. Il faut donc bien

reproduire les variations spatiales souvent abruptes de la grandeur. Il est donc indispensable que le maillage soit fin là où les variations sont importantes, quitte à le relâcher ailleurs. Le raffinement du maillage est parfois nécessaire dans des régions pas toujours faciles à identifier ce qui requiert des tests de convergence. Il faut aussi tenir compte du coût informatique en relâchant le maillage dans des zones homogènes où les variations sont moins grandes.

Le choix du maillage est primordial et peut s'il est mal réglé donner des résultats complètement erronés. Plus le pas est petit, meilleur sera le résultat de simulation mais au détriment d'un temps de calcul plus long. Pour exemple, un ordinateur possédant un processeur à deux cœurs, simulera pendant une durée de cinq heures (5h) pour la résolution de 3 millions de points de maillage. Dans la plupart de nos cas, les points de maillage n'excéderont pas 1 million. Les simulations, suivant le dispositif étudié, dépasseront parfois les trois heures (3h).

Le signal d'excitation du CST simulé peut être injecté via deux types de ports, un port "Waveguide", ou un port "Discrete Port". Le port noté "Waveguide" correspond à l'injection d'une onde électromagnétique dont l'impédance dépend des dimensions du port et dont la polarisation peut être choisie. Le port noté "Discrete Port" est semblable à une source de tension permettant l'injection d'un signal haute fréquence. La polarisation de l'onde injectée n'est pas réglable, au contraire de l'impédance du port. Ce dernier port peut être utilisé tant que sa dimension reste négligeable devant la longueur d'onde du signal injecté.

Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence tels que les connecteurs, les filtres, les lignes de transmissions, les antennes, etc.

Nous présenterons par la suite un exemple en utilisant "Transient Solver" pour définir les différentes étapes avant la simulation.

5. Déroulement d'un projet de simulation

Après le lancement du CST-DESIGN_ENVIRONMENT, choisir de créer un nouveau projet CST-MICROWAVE STUDIO (fig. 3.5). Vous serez invité à sélectionner un modèle de structure le plus proche de votre intérêt (fig. 3.6). Mais vous pouvez également partir de zéro par l'ouverture d'un projet vide.

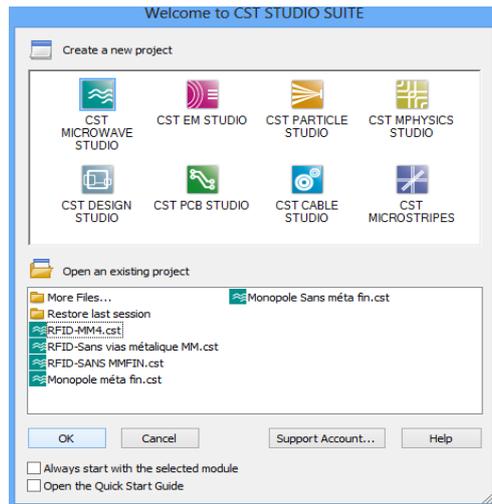


Fig. 3.5. Différents simulateurs dans CST Studio Suite.

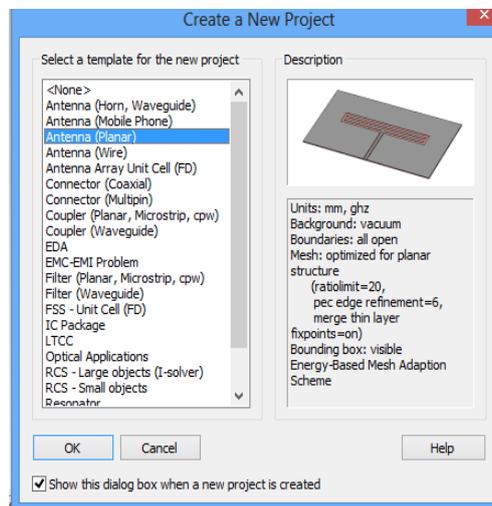


Fig. 3.6. Modèles et leurs descriptions.

Une caractéristique intéressante du système d'aide en ligne est le guide de démarrage rapide "Quick Start Guide" dans le menu Help → Quick Start Guide.



Fig. 3.7. Fenêtre de Quick Start Guide.

Ce guide exécute une animation montrant l'emplacement de menu désiré afin de définir les étapes à suivre dans un projet.

5.1. Définition des unités

Choisissez les unités des dimensions, fréquences, temps et température les plus confortables pour votre problème (fig. 3.8). Définir le matériau du fond "Background Material". Chaque type d'applications à ses propres caractéristiques et un type de matériau de fond différent. Par exemple, pour les antennes (structure rayonnante), le fond est considéré comme un espace ouvert "open".

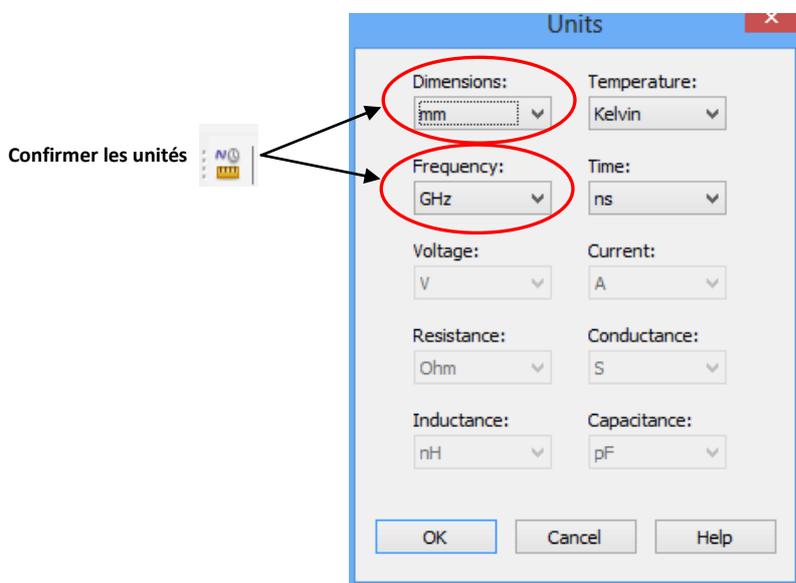


Fig. 3.8. Dialogue de configuration des unités de base.

5.2. Conception de la structure

Pour modéliser une structure antennaire, un certain nombre d'outils de conception géométrique sont disponibles tels que les planches, les cylindres, les sphères, etc. Ces formes peuvent être ajoutées ou croisées à l'aide des opérateurs booléens pour construire des formes plus complexes.

Ensuite, la prochaine étape consiste à créer la liste des composantes du projet. Par exemple, pour une antenne à microruban, on peut définir les composantes suivantes : mise à la terre, substrat, ligne d'alimentation et éléments rayonnants. Cette liste servira à classer les différentes composantes de l'antenne de sorte qu'il soit facile d'éditer nos pièces. L'ajout

d'une composante se fait à partir d'un menu déroulant que l'on trouve dans le répertoire "Components" comme le montre la figure 3.9.

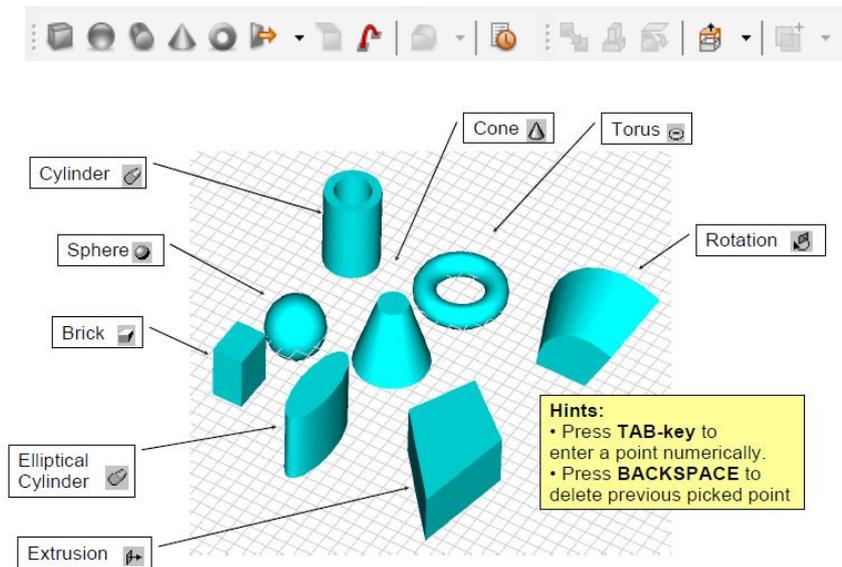


Fig. 3.9. Dialogue de la structure.

La dernière étape consiste à créer le modèle en trois dimensions (3D). Cette étape se fait en choisissant les formes de base à implanter à partir du menu "Objects" comme le montre la figure 3.10. Choisissons un point, une arête ou un domaine dans la structure par "Pick".

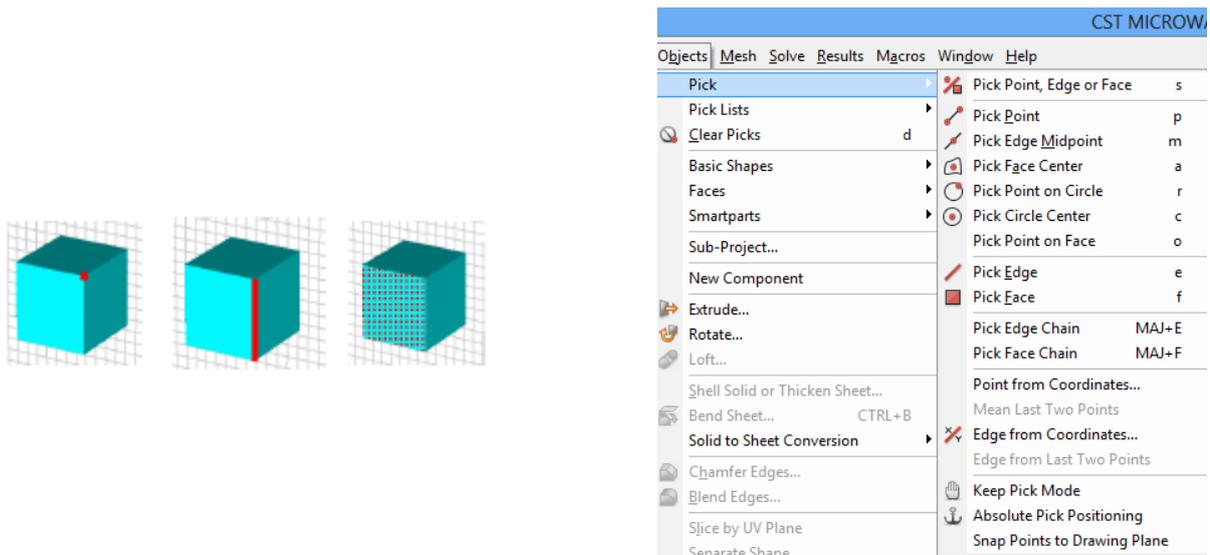


Fig. 3.10. Menu "Objects" dans Microwave Studio.

Après avoir choisi la forme de base, il suffit de cliquer sur la fenêtre d'édition pour positionner la pièce de façon grossière. Quand le positionnement est terminé, une fenêtre s'ouvre et l'on peut spécifier les coordonnées exactes (fig. 3.11). De plus, il faut définir le matériau dont la pièce est composée ainsi que la composante dont elle fait partie.

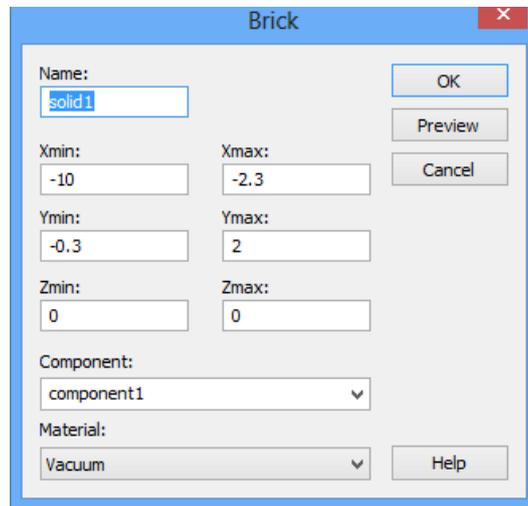


Fig. 3.11. Dialogue d'ajout d'une pièce de base.

Sélectionner l'objet dans l'arborescence de navigation comme l'illustre la figure 3.12.

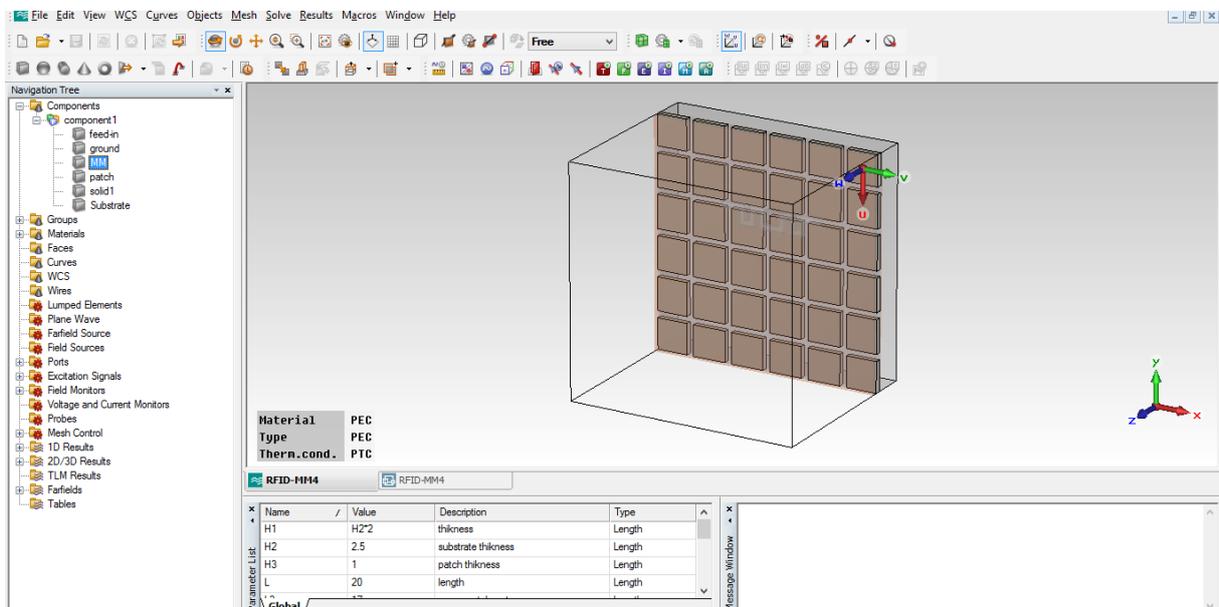


Fig. 3.12. Sélection d'un objet dans l'arborescence.

Après avoir sélectionné l'objet, on peut le transformer par différentes opérations en appuyant sur la touche .

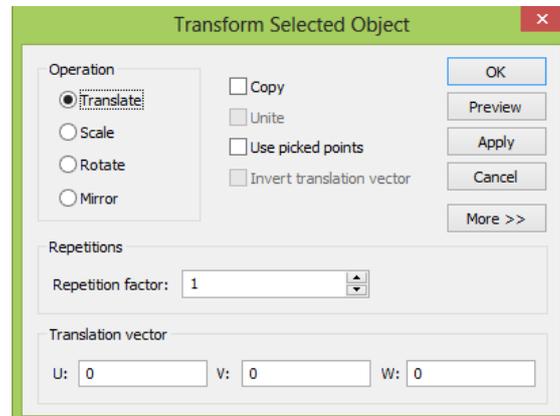


Fig. 3.13. Dialogue de transformation d'objets.

Il est aussi possible de déterminer des variables afin de paramétrer le modèle de projet conçu (fig. 3.14).

| Name | Value | Description | Type |
|--------|-------|-------------|--------|
| W | 0 | Larg | Length |
| Global | | | |

Fig. 3.14. Dialogue de gestion des paramètres d'un projet.

L'utilisation des variables exige plus de temps au début, mais permet d'accélérer le processus de création de modèles complexes et permet surtout de modifier facilement le modèle. En effet, les variables nous permettent de créer plusieurs objets utilisant les mêmes paramètres. Donc, quand on veut faire une modification sur un objet dont plusieurs autres objets dépendent de sa position, on change la valeur de la variable et le modèle se met à jour. Si on n'utilise pas des variables, on est obligé de modifier les différents objets du modèle un par un, ce qui peut être laborieux.

Quand toutes les pièces sont placées et que le modèle est complété, on peut passer à l'étape de configuration du modèle.

5.3. Liste des matériaux utilisés

Pour définir la liste des matériaux utilisés, on peut charger des matériaux provenant de la librairie de MWS à partir du menu "Solve" ou directement à partir du répertoire "Materials" que l'on voit dans la figure 3.15.

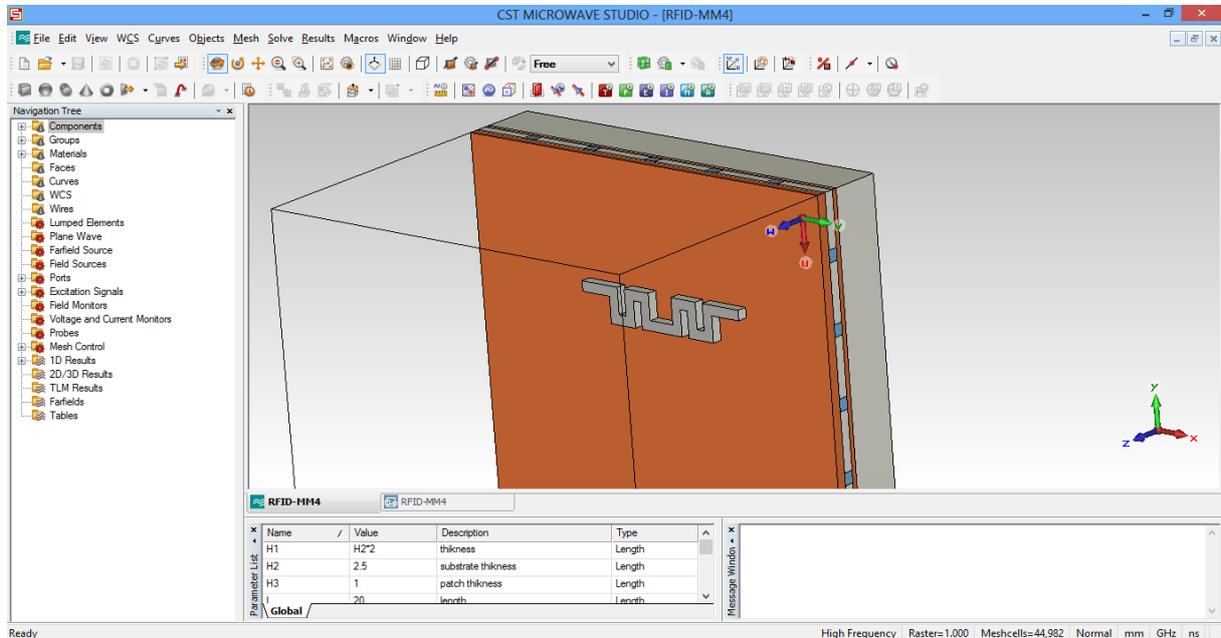


Fig. 3.15. Création de la structure.

Cette librairie contient plusieurs matériaux et produits que l'on peut se procurer facilement de différentes compagnies. De plus, si l'on ne trouve pas le matériau répondant à nos besoins, on peut en créer un en entrant les propriétés que l'on désire (fig. 3.16).

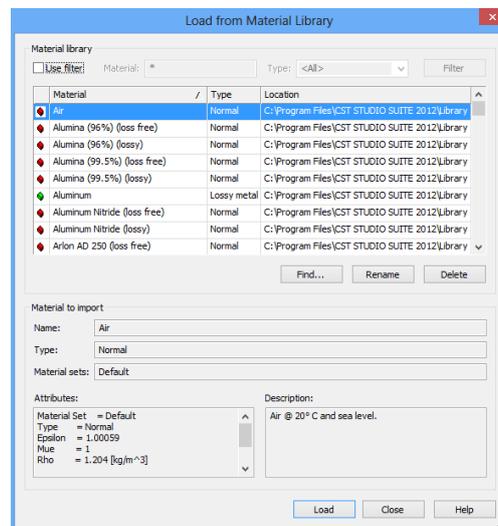


Fig. 3.16. Sélection d'un matériau à partir de la librairie de MWS.

En cas où on ne trouve pas le matériau voulu, on sélectionne l'objet et après click sur "Change Material" comme le montre la figure 3.17, on sélectionne "New Material" et puis on introduit ses propres caractéristiques.

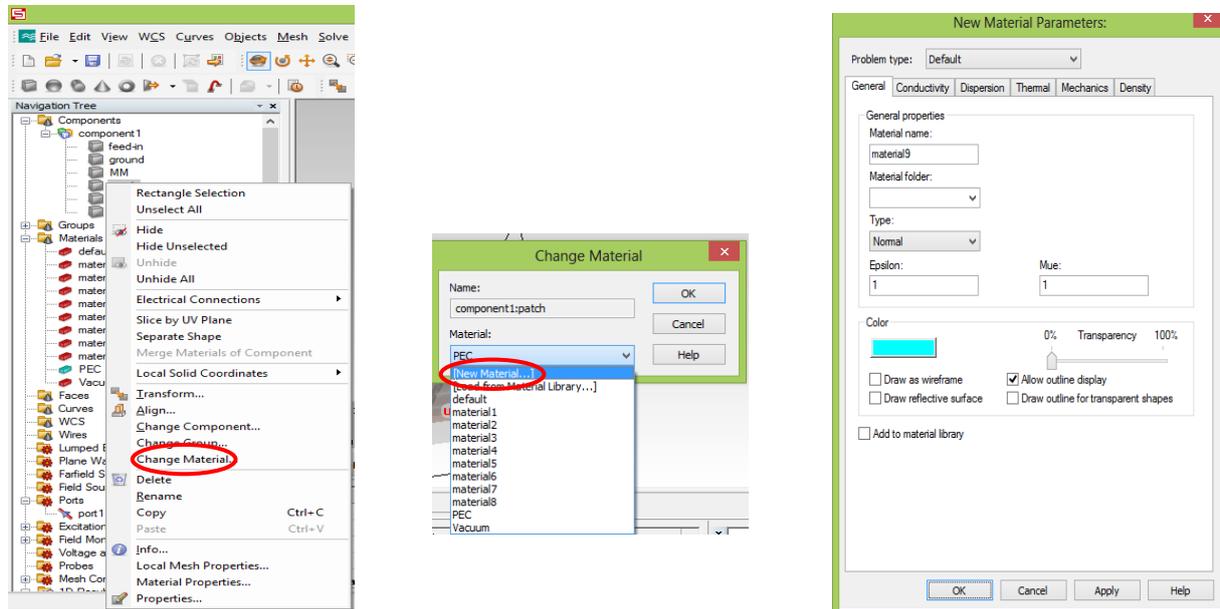


Fig. 3.17. Dialogues d'ajout d'un nouveau matériau.

5.4. Gamme de fréquences

Vous pouvez spécifier la gamme de fréquences en choisissant "Solve" → "Frequency" dans le menu principal. Les réglages de fréquences sont importants parce que le générateur de maillage ajustera le raffinement de maillage (échantillonnage spatial) à la gamme spécifiée de fréquences.

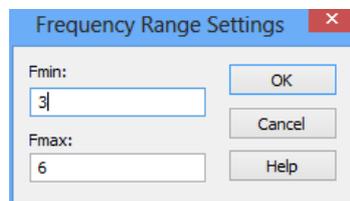


Fig. 3.18. Dialogue de configuration de la plage de fréquences.

5.5. Ports d'entrée

Chaque structure a besoin d'une source désirée d'excitation des ondes électromagnétiques. Vous pouvez définir le port comme guide d'onde en utilisant

"Waveguide Port" ou comme source de courant ou de tension par un port discret "Discret Port". La définition correcte des ports est très importante pour pouvoir obtenir des résultats précis.

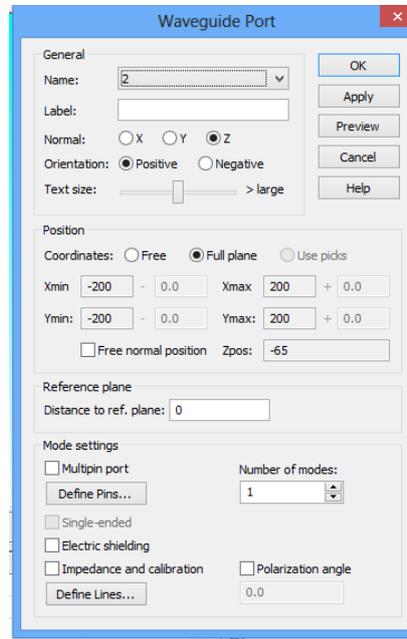


Fig. 3.19. Dialogue d'ajout d'un port d'entrée.

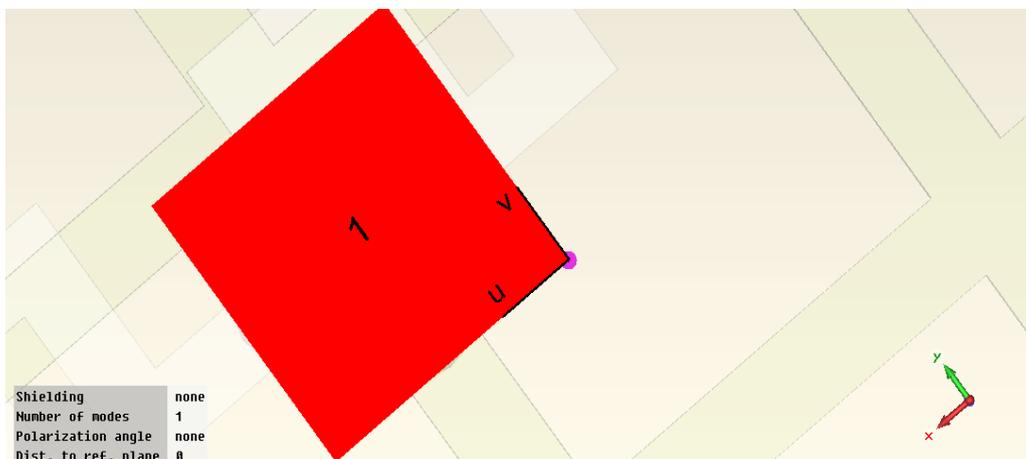


Fig. 3.20. Port d'entrée.

5.6. Conditions aux limites et plans de symétries

On peut, préciser des conditions aux limites pour chaque plan (x_{\min} , x_{\max} , y_{\min} , etc), en choisissant "Solve" → "Boundary conditions". Si la structure est symétrique, il est préférable de définir les plans de symétries afin de réduire le temps de simulation (fig. 3.20).

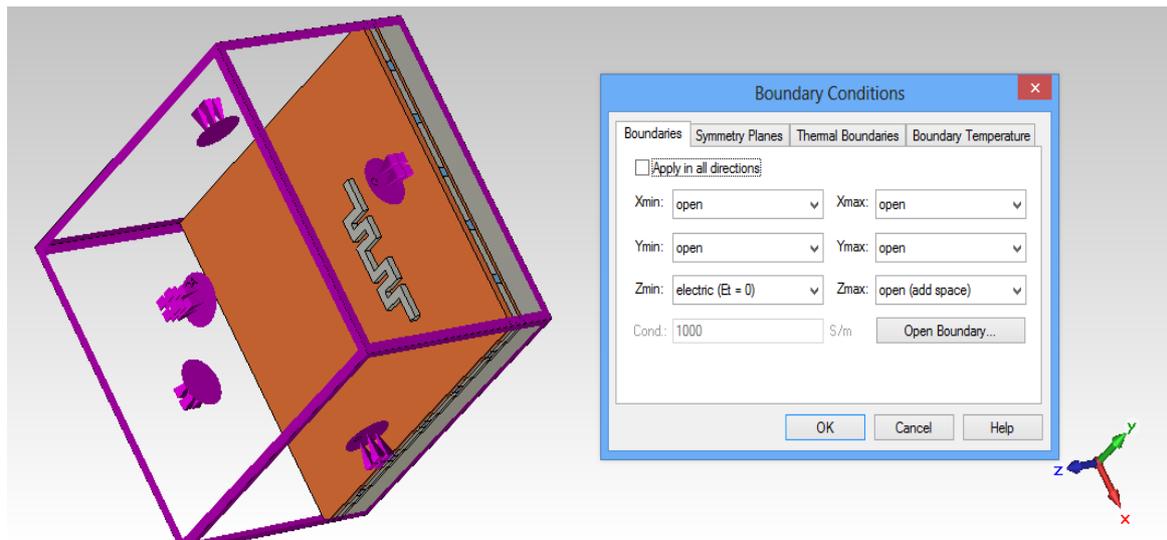


Fig. 3.21. Conditions aux limites d'une structure (en mauve).

5.7. Lancement de la simulation

Après avoir défini tous les paramètres nécessaires, on peut commencer une première simulation. Démarrer la simulation en choisissant le solveur transitoire "Transient Solver" dans le menu "Solve" comme le montre la figure 3.21.

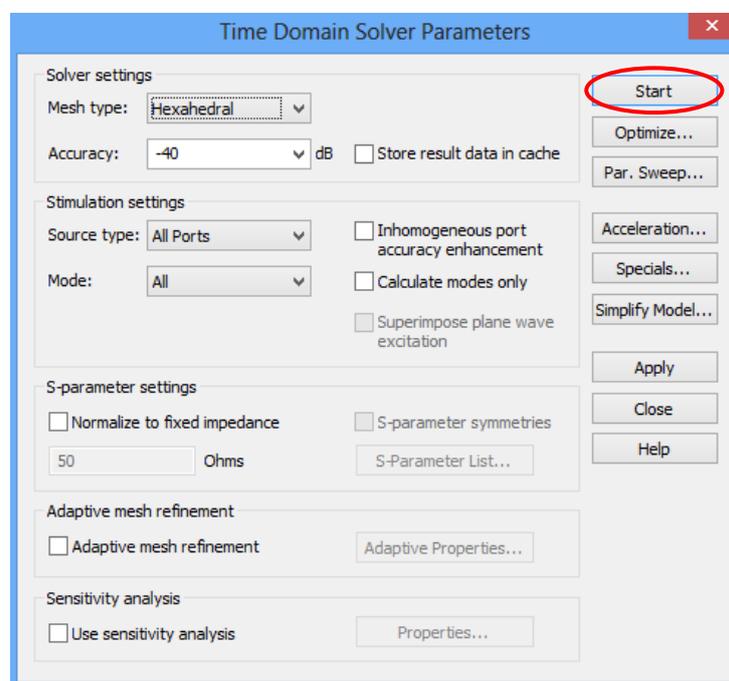


Fig. 3.22. Dialogue de simulation.

5.8. Résultat de simulation

Après l'exécution avec succès d'une simulation, on peut accéder aux résultats des différents calculs et récupérer les résultats de sortie obtenus dans la partie "1D-Results" comme l'illustre les figures 3.22 et 23.

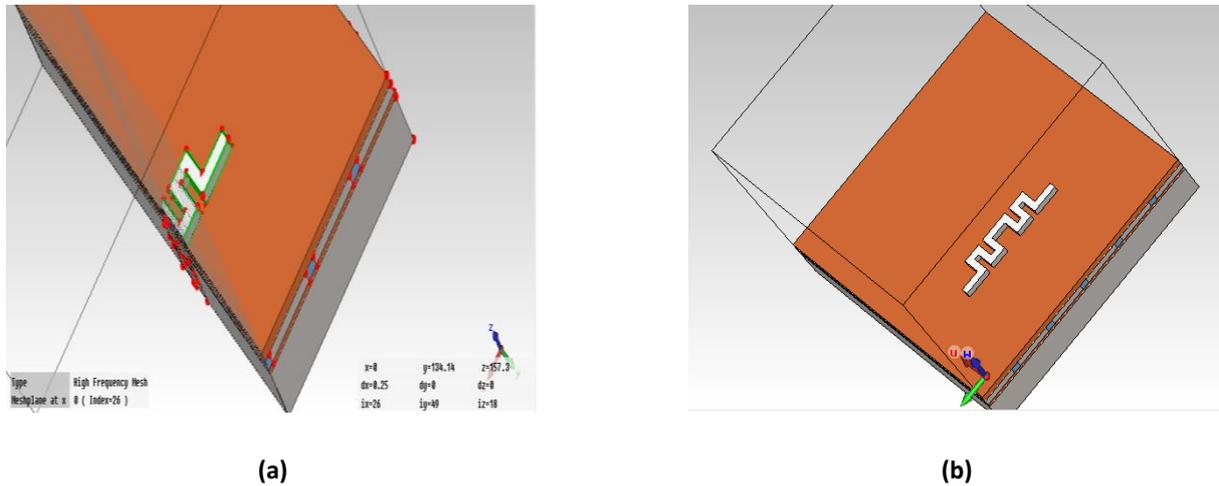


Fig. 3.23. États d'une structure (a) maillée et (b) non-maillée.

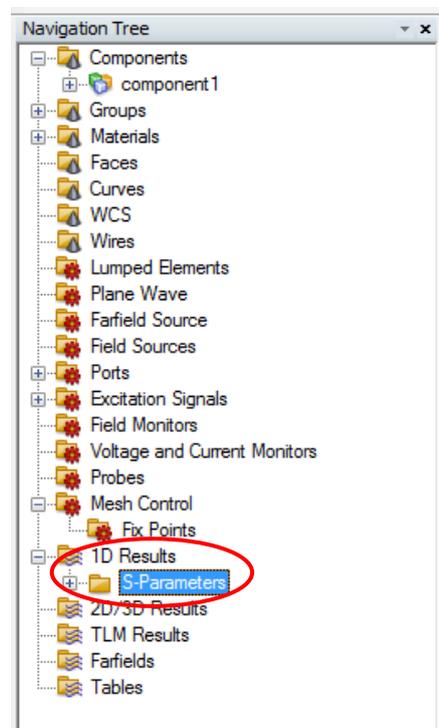


Fig. 3.24. Arborescence des résultats.

Comme exemple, nous avons simulé une antenne avec CST-MWS. Les différents résultats que nous pouvons visualiser sont représentés ci-dessous : l'impulsion d'excitation et le flux d'énergie (fig. 3.24), le gain, la directivité et les diagrammes de rayonnement 2D (fig. 3.25), le diagramme de rayonnement 3D (fig. 3.26), le coefficient de réflexion (fig. 3.27).

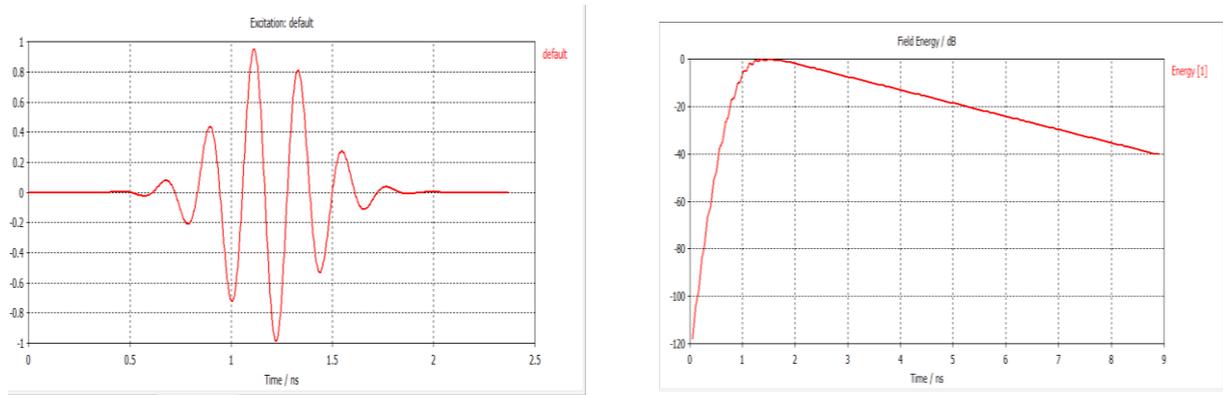


Fig. 3.25. Impulsion du signal excité et flux d'énergie.

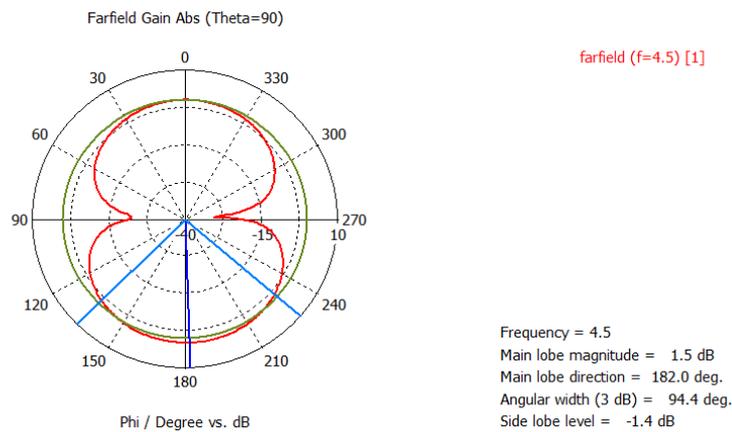


Fig. 3.26. Diagrammes de rayonnement 2D, directivité et gain.

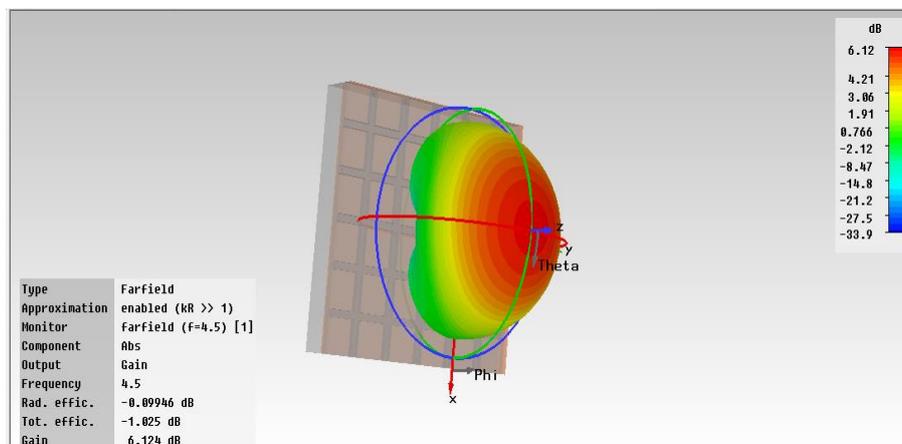


Fig. 3.27. Diagramme de rayonnement en 3D.

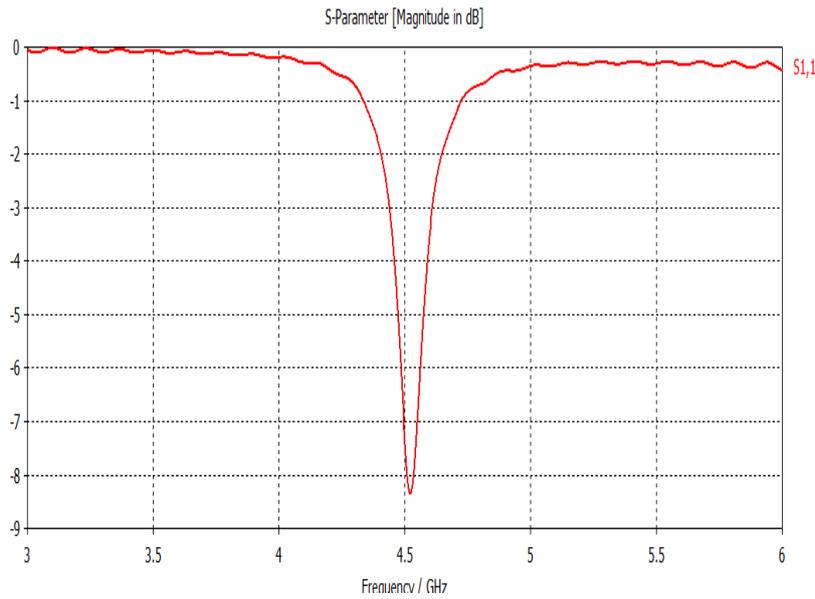


Fig. 3.28. Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en dB.

Finalement, si les résultats ne sont pas ceux attendus, on peut optimiser le modèle à partir de la fenêtre "Transient Solver" de la figure 3.21. Pour ce faire, il faut sélectionner les variables à optimiser, leurs bornes et le nombre d'échantillons. Ensuite, il faut établir une ou plusieurs fonctions cibles à atteindre. C'est-à-dire, il faut choisir un paramètre tel que l'amplitude du paramètre S_{ij} qui quantifie le signal réfléchi. La figure 3.28 donne le dialogue utilisé pour effectuer l'optimisation.

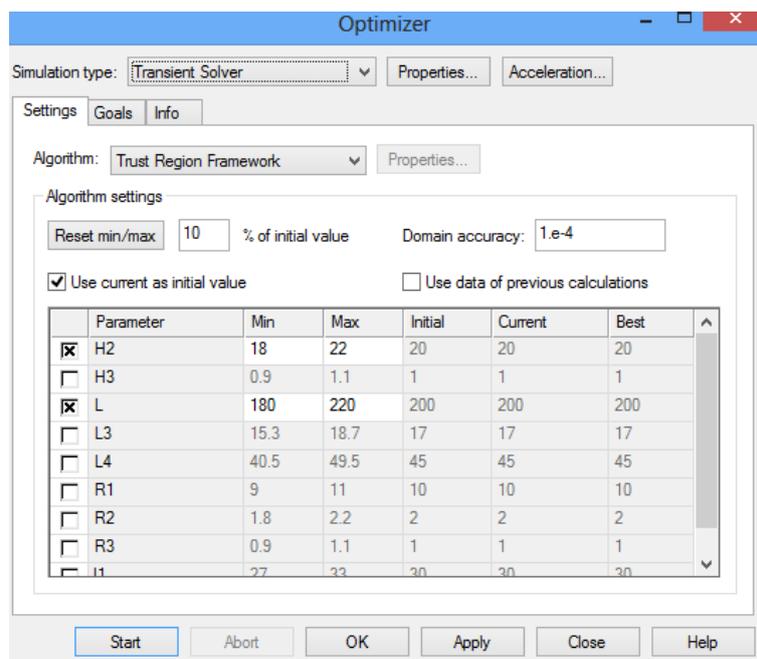


Fig. 3.29. Dialogue de configuration de l'optimisation.

Quand l'optimisation est configurée, il ne reste qu'à démarrer celle-ci et attendre les résultats.

De plus, MWS offre la possibilité de simuler une matrice du diagramme de rayonnement. Cette particularité permet de trouver le nombre d'éléments de rayonnement requis afin de rencontrer les spécifications.

6. Conclusion

L'utilisation de MWS pour effectuer des simulations est simple quand l'on connaît son fonctionnement. Cependant, sa maîtrise est difficile étant donné le grand nombre de fonctions disponibles. Cet outil nous permet de concevoir numériquement des composantes micro-ondes et de les optimiser avant de les réaliser.

Chapitre 4

Résultats de simulation

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions d'une antenne RFID conventionnelle et une antenne RFID avec surface à haute impédance. Le métamatériau peut être introduit dans l'environnement de l'antenne ou utilisé comme substrat sur lequel on dépose l'antenne.

L'application d'un tel matériau vise à améliorer les performances de l'antenne comme le gain, la directivité, la bande passante et la puissance de l'antenne rayonnée. Dans notre cas, l'application d'un métamatériau comme substrat de l'antenne RFID permettra d'avoir un gain plus élevé que celui de l'antenne sans métamatériau.

Dans une première phase nous allons étudier le métamatériau appliqué à l'antenne. On va visualiser le coefficient de réflexion, la directivité et le gain. On présentera également dans la deuxième phase l'antenne RFID conventionnelle utilisée dans la simulation, son diagramme de rayonnement (gain, directivité) et son coefficient de réflexion S_{11} .

2. Présentation de l'antenne RFID

Premièrement, nous étudions une antenne dipôle de longueur $l_1 = 57\text{mm}$ et de largeur $w_1 = 7.125\text{mm}$ déposé sur un substrat de permittivité électrique $\epsilon_r = 2.3$ et d'épaisseur $h = 10\text{mm}$ placé sur un plan de masse de longueur de $L = 80\text{mm}$ et une largeur de $W = 80\text{mm}$.

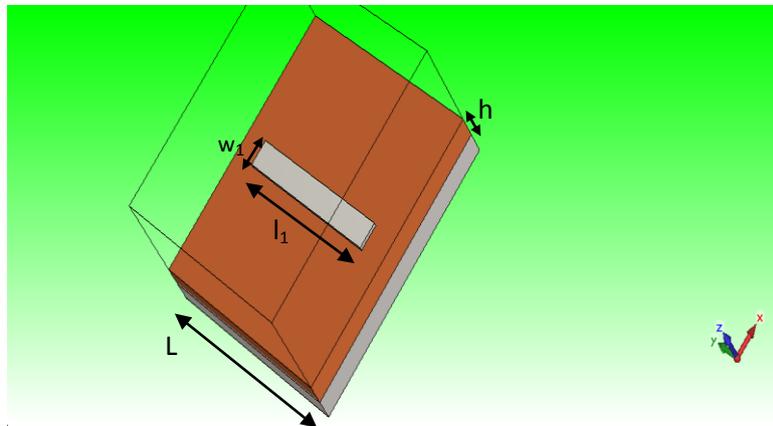


Fig. 4.1. Antenne dipôle.

On obtient les résultats du coefficient de réflexion donnés par la figure 4.2. Nous constatons tout d'abord que le coefficient de réflexion est très faible (d'environ -9.32dB pour $f=4.4\text{GHz}$).

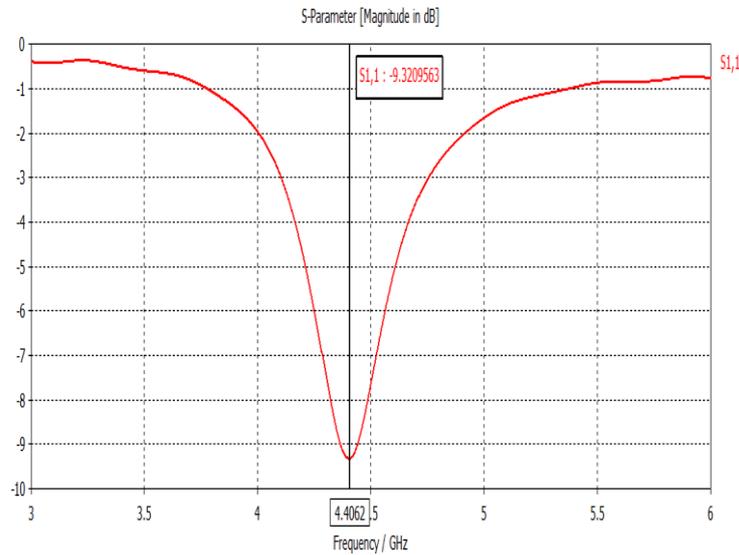


Fig. 4.2. Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle.

Sur les figures 4.3 et 4.4, nous implantons le gain et la directivité de cette antenne pour une fréquence centrale $f=4.4\text{ GHz}$ dans le plan de 90° .

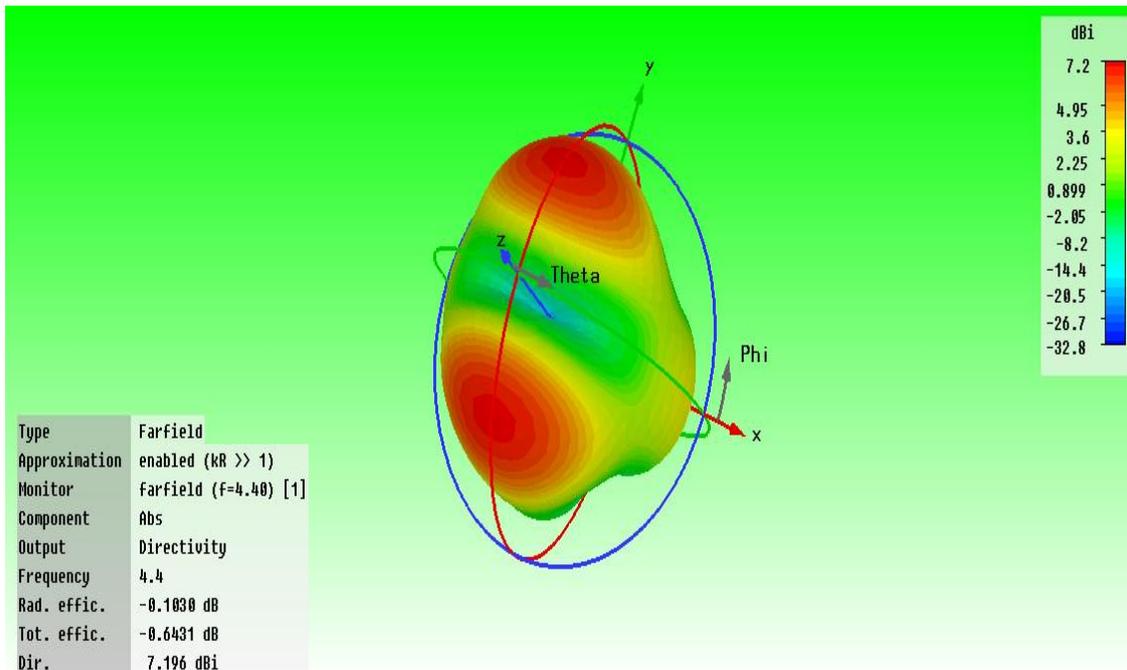


Fig. 4.3. Directivité de l'antenne dipôle.

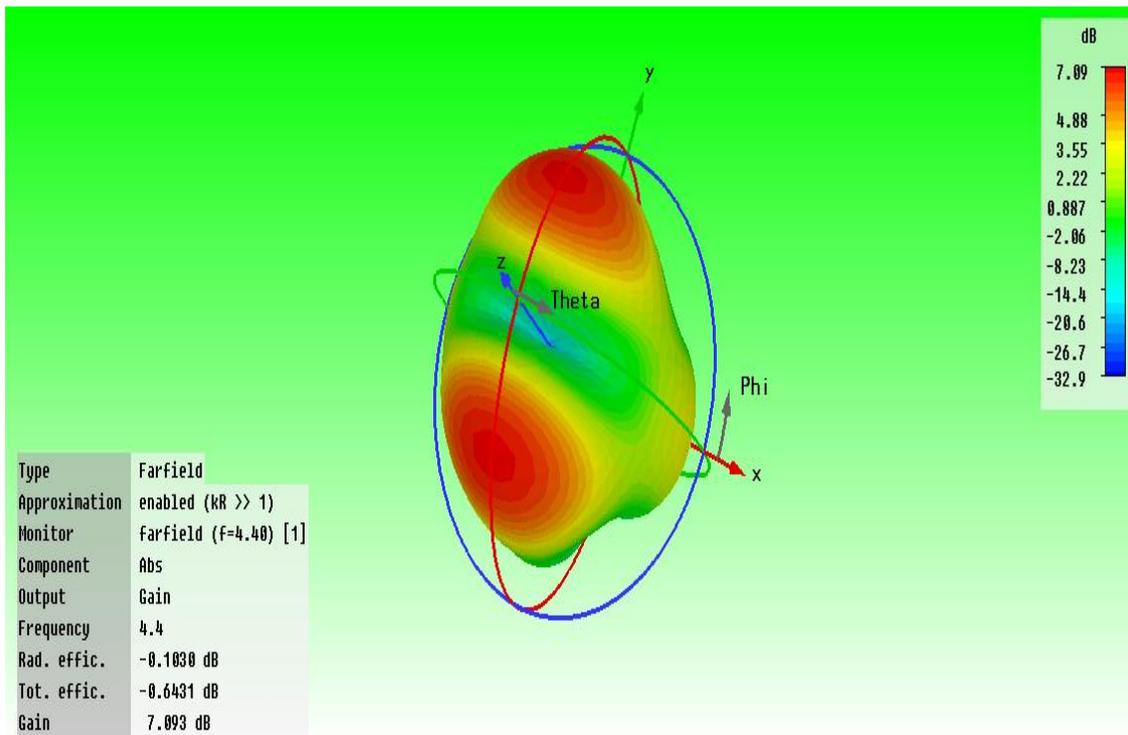


Fig. 4.4. Gain de l'antenne dipôle.

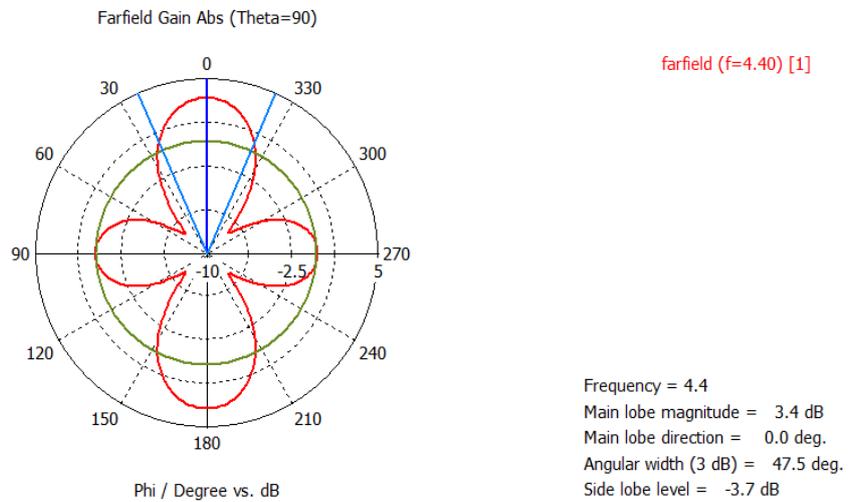


Fig. 4.5. Diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne dipôle.

Deuxièmement, on utilise la miniaturisation de l'antenne dipôle pour créer une structure de taille plus petite pour les applications RFID.

L'antenne RFID a une longueur $l=18\text{mm}$ et de largeur $w=1.8\text{mm}$ (fig. 4.6). Elle repose sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon=2.3$ et d'épaisseur $h=3.5\text{mm}$ le tout est déposé sur un plan de masse de longueur $L=40\text{mm}$ et de largeur $W=40\text{mm}$. La largeur de la piste de l'antenne est $w_p=1\text{mm}$ et son épaisseur est $h_p=1\text{mm}$.

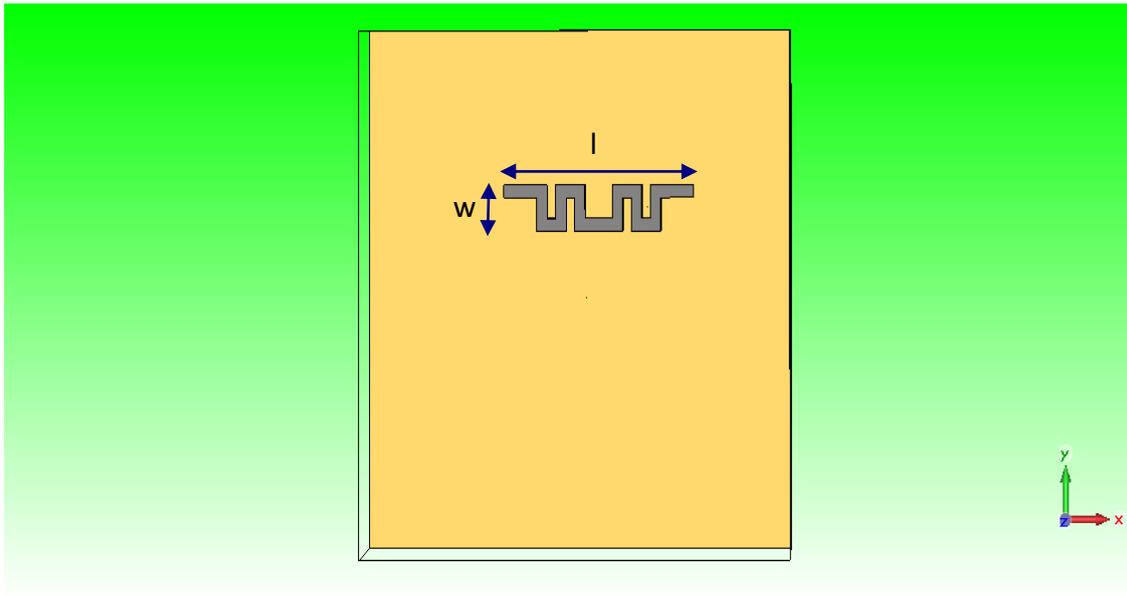


Fig. 4.6. Dimensions de l'antenne RFID.

La figure 4.7 montre l'adaptation de l'antenne RFID conçue à la bande de fréquences [3GHz - 6GHz].

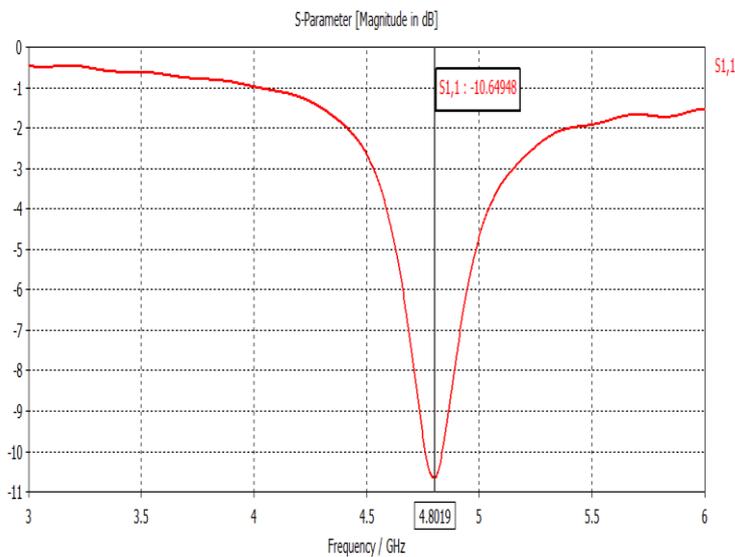


Fig. 4.7. Coefficient de réflexion de l'antenne RFID.

L'antenne opère dans la bande de fréquence [4.75GHz - 4.84GHz]. Cette bande correspond à un coefficient de réflexion faible (-10.65dB, $f=4.8\text{GHz}$). Cela veut dire que la puissance de l'onde réfléchie à l'intérieur de l'antenne est faible.

Les figures 4.8 et 4.9 donnent la directivité et le gain de cette antenne pour une fréquence centrale $f=4.8\text{GHz}$ dans le plan de 90° .

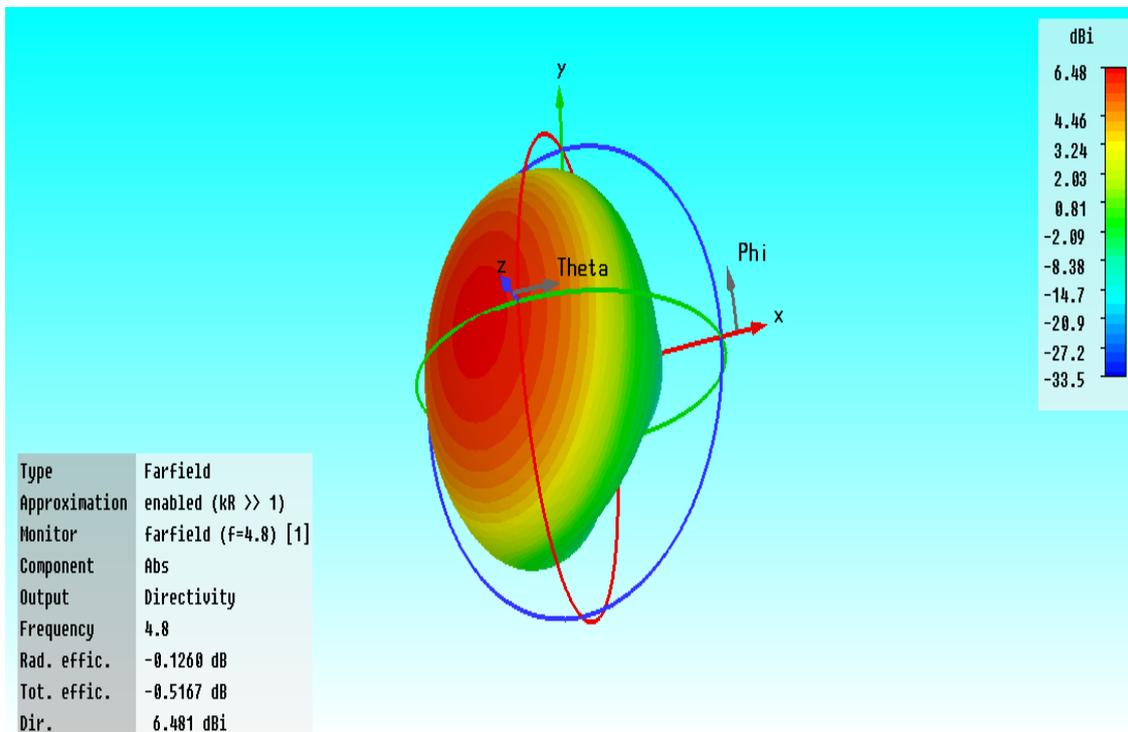


Fig. 4.8. Directivité de l'antenne RFID.

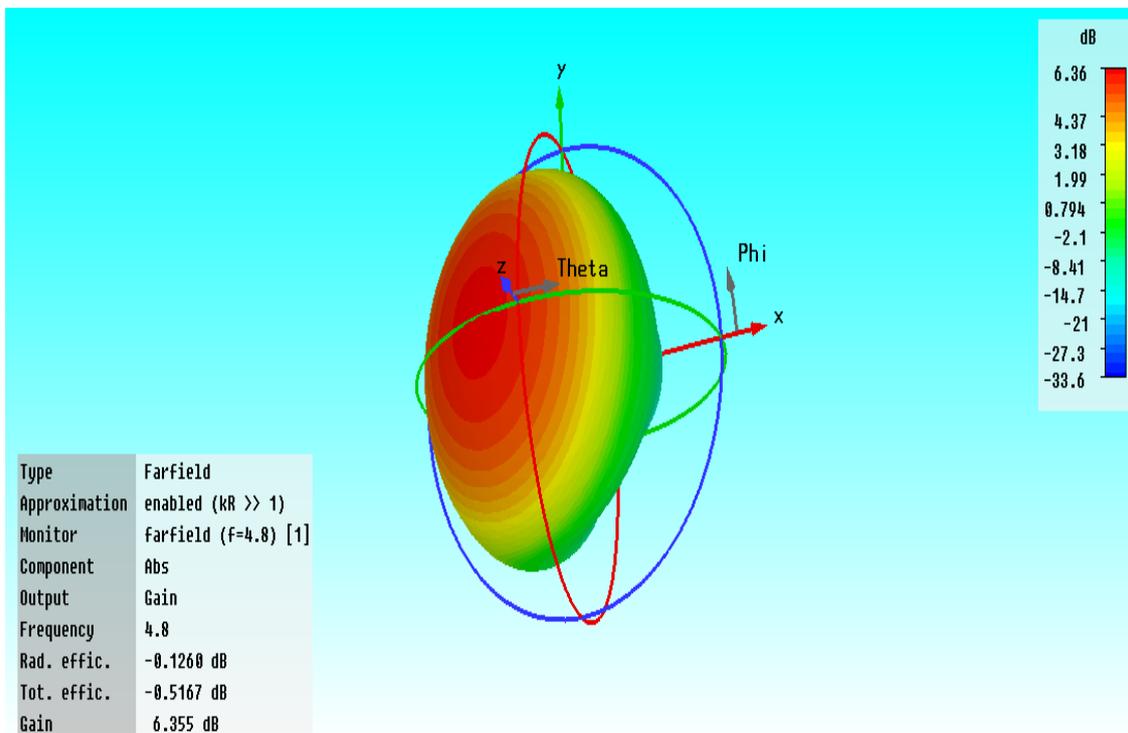


Fig. 4.9. Gain de l'antenne RFID.

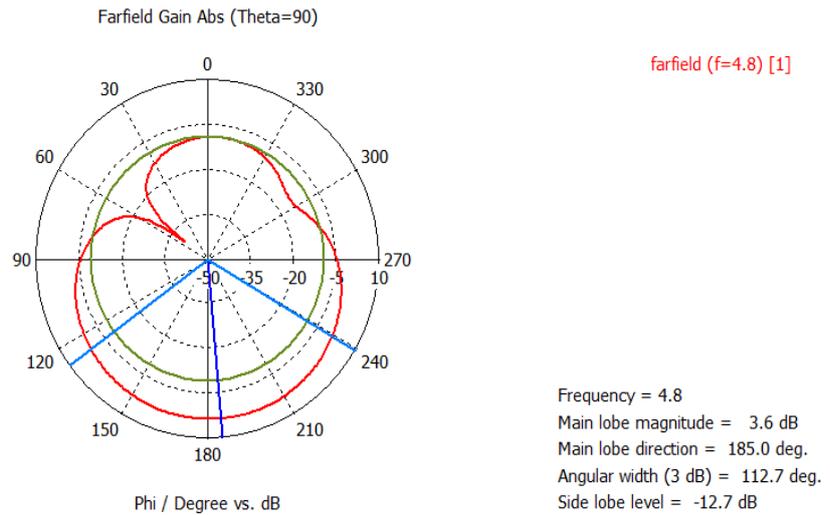
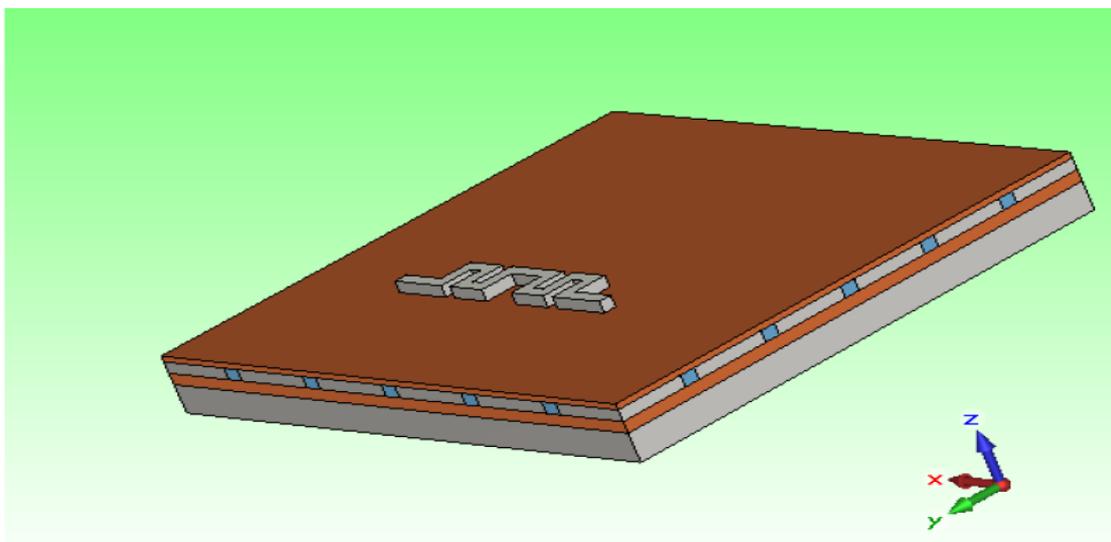


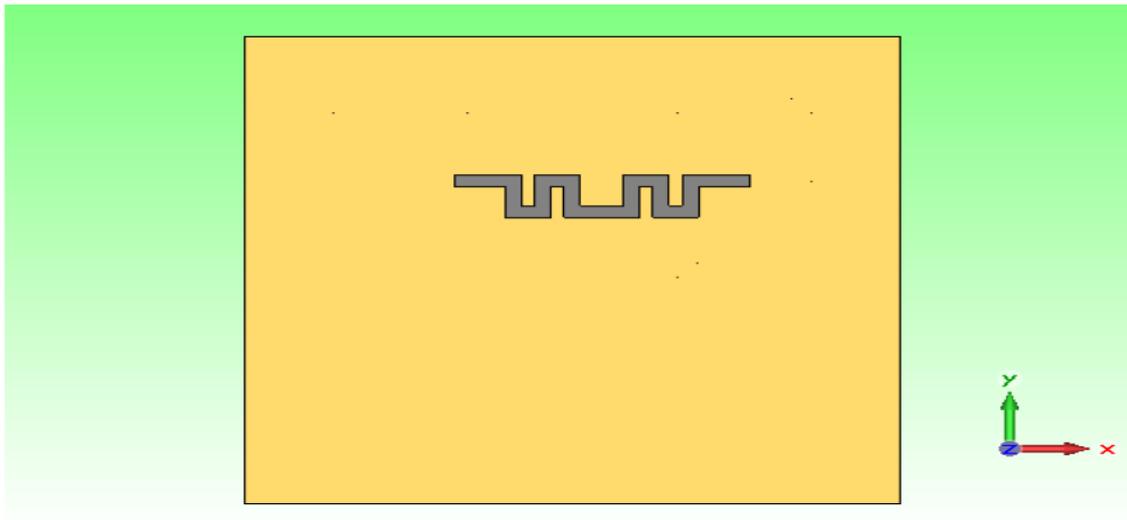
Fig. 4.10. Diagramme de rayonnement 2D de l'antenne RFID.

3. Antenne RFID à base de métamatériaux

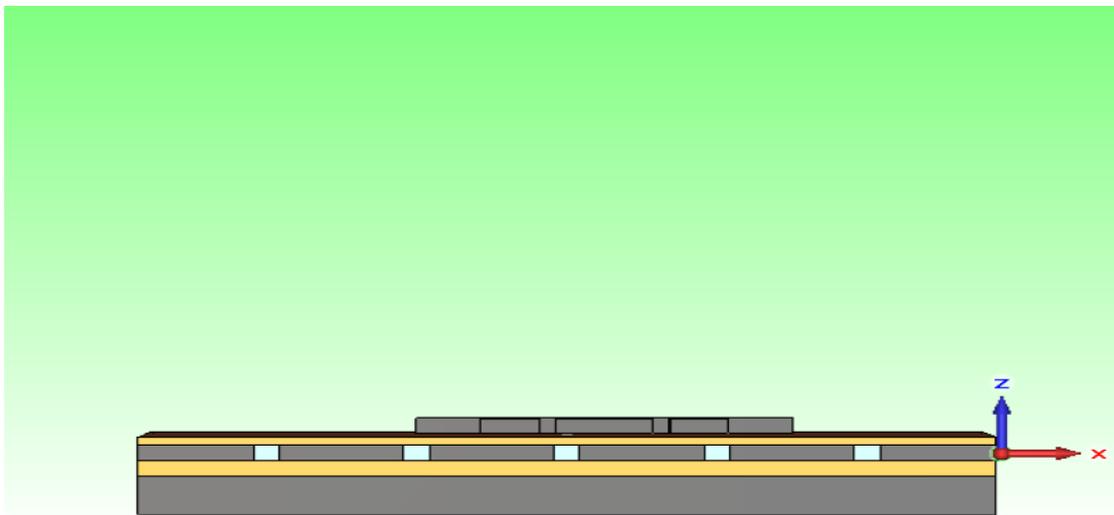
L'antenne RFID de longueur $l=18\text{mm}$ et de largeur $w=1.8\text{mm}$ repose sur un substrat périodique multicouche (de trois couches). La première couche de $\epsilon_{r1}=2.3$ est déposée sur une matrice de (6×6) cellules SHI carrées de $l_c=w_c=14\text{mm}$ et d'un espacement de $E_s=0.6\text{mm}$. La troisième couche a la même permittivité de la première couche $\epsilon_{r3}=2.3$. Le substrat multicouche est d'une épaisseur $h=3.5\text{mm}$. Le plan de masse est de longueur $L=40\text{mm}$ et de largeur $W=40\text{mm}$. La largeur de la piste de l'antenne est $w_p=1\text{mm}$ et son épaisseur est $h_p=1\text{mm}$. L'antenne conçue est donnée par la figure 4.11 en 3D, en vues de dessus et de côté et en coupes horizontale et verticale longitudinale respectivement.



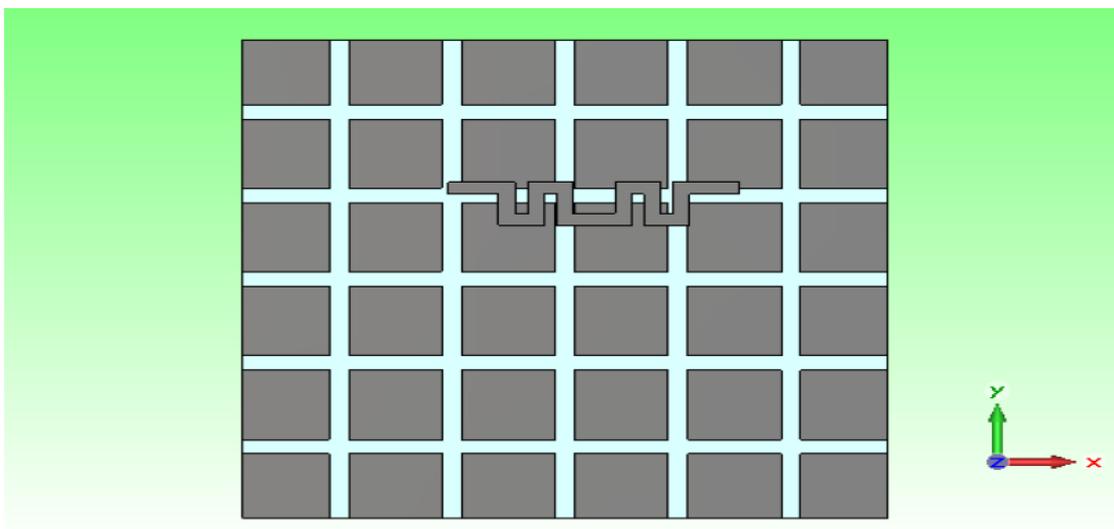
(a) Vue en 3D de l'antenne conçue.



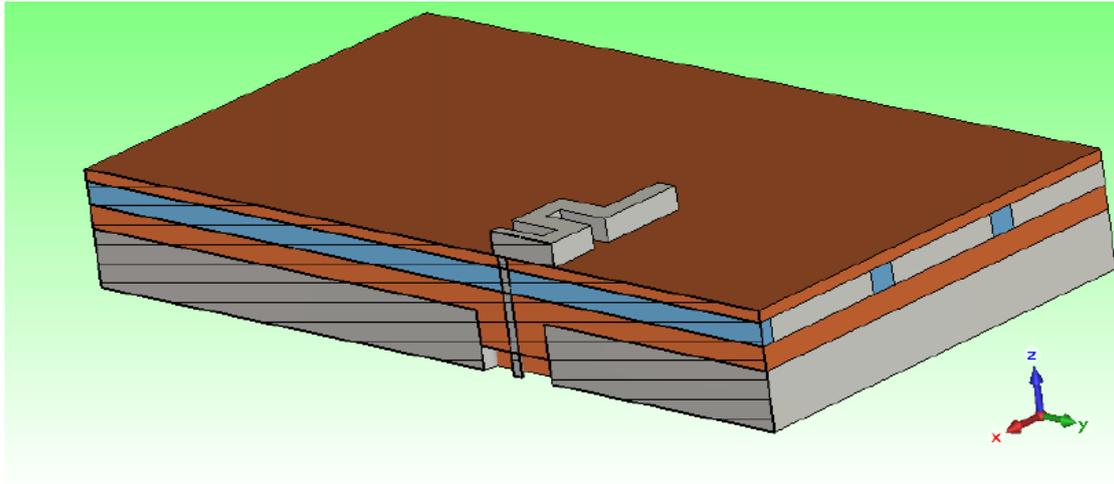
(b) Vue de dessus de l'antenne conçue.



(c) Vue de côté de l'antenne conçue.



(d) Vue en coupe horizontale de l'antenne conçue.



(e) Vue en coupe verticale longitudinale de l'antenne conçue.

Fig. 4.11. Structure de l'antenne RFID avec métamatériaux.

Les résultats de simulation obtenus concernent le coefficient de réflexion (fig. 4.12), la directivité (fig. 4.13), le gain (fig.4.14) et les diagrammes de rayonnement en 2D (fig. 4.15).

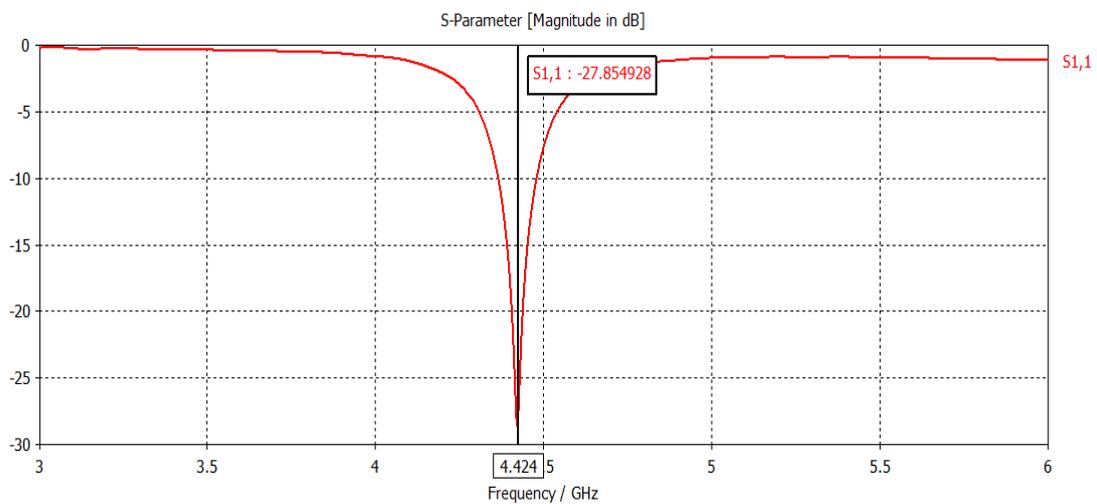


Fig. 4.12. Coefficient de réflexion de l'antenne RFID à base de métamatériaux.

Nous constatons ici que l'antenne RFID conçue à base de métamatériaux opère dans la bande de fréquences [4.75GHz - 4.84GHz]. Cette bande correspond à un coefficient de réflexion qui a atteint son pic -27.855dB à la fréquence $f=4.425$ GHz (fréquence centrale de résonance) avec une largeur de bande de 2.77%.

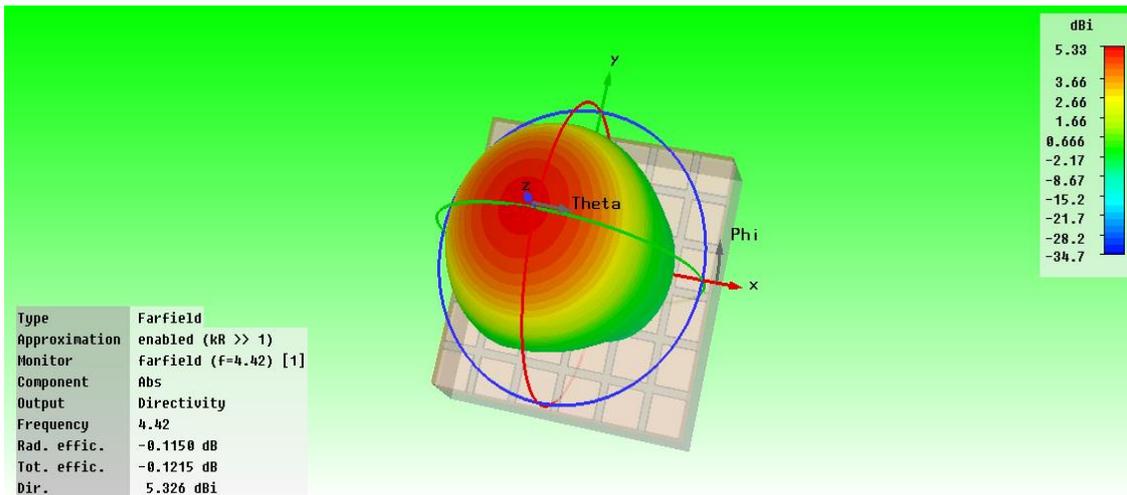


Fig. 4.13. Directivité de l'antenne RFID avec SHI.

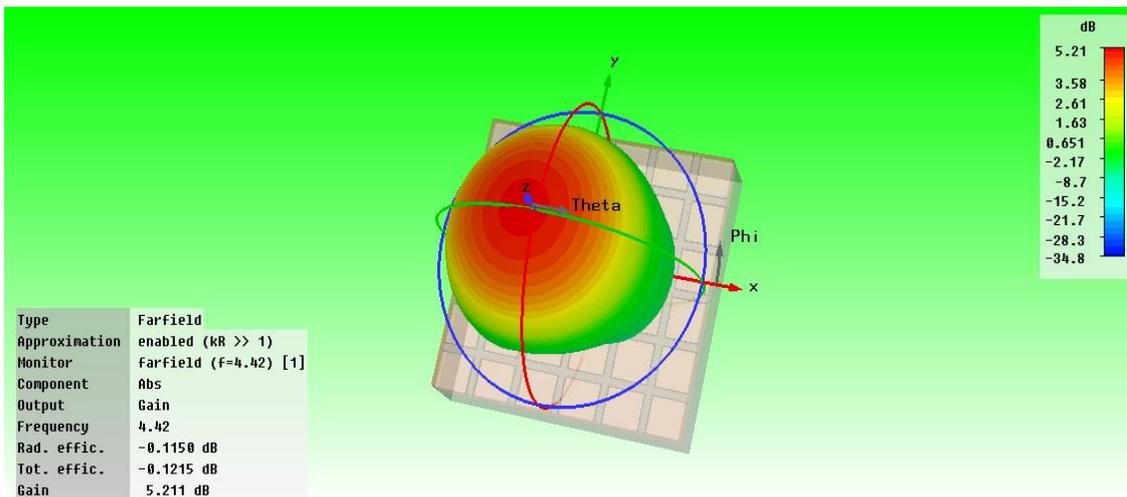


Fig. 4.14. Gain de l'antenne RFID avec SHI.

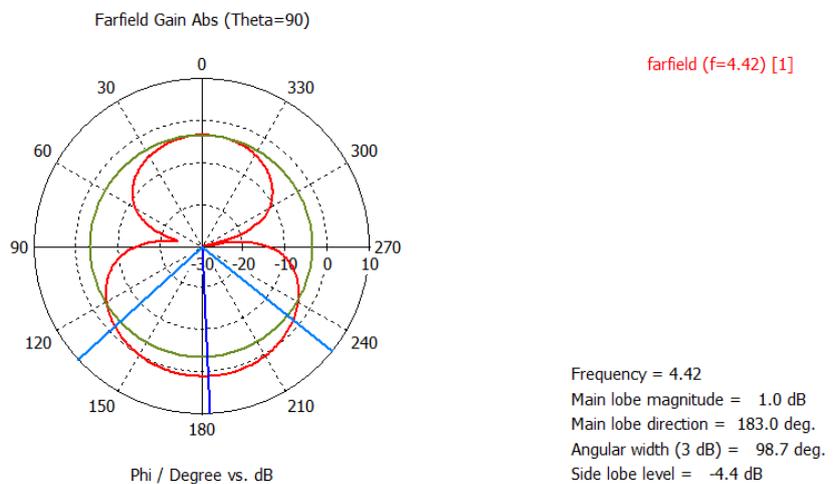


Fig. 4.15. Digrammes de rayonnement 2D de l'antenne RFID avec SHI.

Dans le but de montrer l'efficacité du choix d'une structure antennaire à base de métamatériaux, nous avons simulé cette structure avec trois différents substrats : monocouche, multicouche (trois couches) et multicouche avec SHI. Mes résultats de simulation du coefficient de réflexion des trois structures sont superposés dans la figure 4.16 avec ceux de l'antenne dipôle.

La force du choix de la structure à base de SHI est clairement justifiée pour deux simples raisons. La première réside dans le fait que cette structure a gardé la même fréquence de résonance (fréquence centrale $f=4.42$ GHz) en comparaison avec la structure de base (dipolaire). La deuxième raison est bien la valeur du pic qui a passé de $|S_{11}|=-9.24$ dB correspondant à la fréquence $f=4.42$ GHz pour l'antenne dipôle, à $|S_{11}|=-10.64$ dB correspondant à la fréquence $f=4.8$ GHz pour l'antenne dipôle monocouche miniaturisée (RFID), à $|S_{11}|=-26.96$ dB correspondant à la fréquence $f=5.21$ GHz pour l'antenne RFID multicouche, à $|S_{11}|=-28.58$ dB correspondant à la fréquence $f=4.42$ GHz pour l'antenne RFID avec SHI.

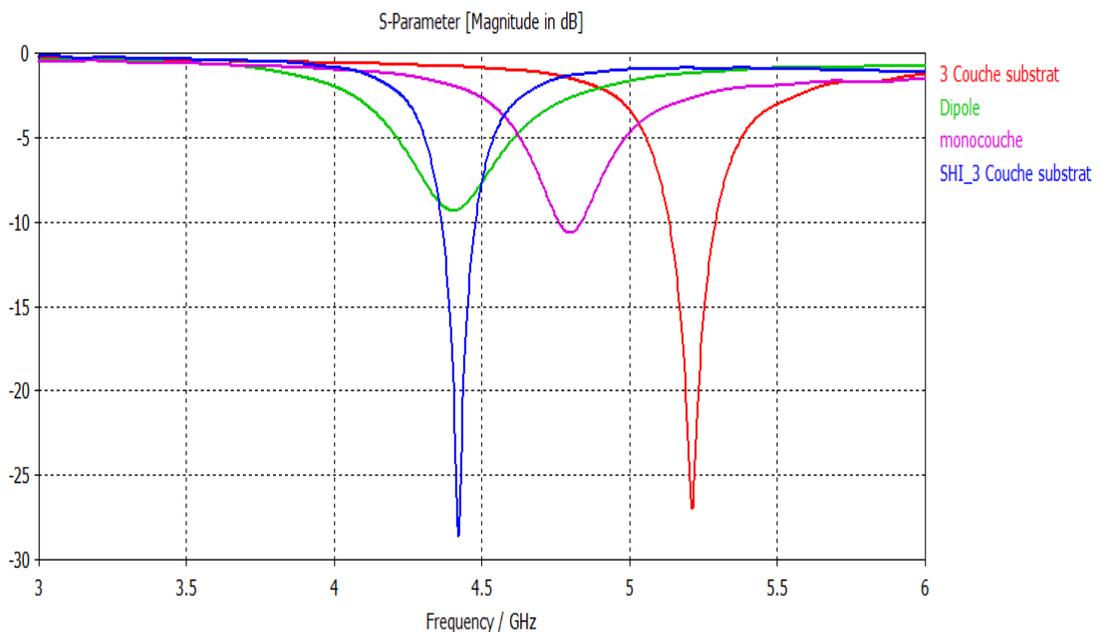


Fig. 4.16. Coefficient de réflexion des quatre types d'antennes.

Dans le but de montrer l'effet des différents paramètres géométriques (la longueur l , la largeur w et la hauteur du substrat h , position des cellules SHI, nombre des cellules SHI et espacement entre les cellules SHI) et physique (la permittivité relative ϵ_r) sur les caractéristiques de l'antenne, nous avons effectué les simulations suivantes.

4. Effet du diélectrique

Dans cette phase, nous étudions l'effet de la permittivité du diélectrique sur les caractéristiques de l'antenne. Nous avons simulé l'antenne avec quatre différents diélectriques de permittivités relatives $\epsilon_r=1.50$, 2.30, 3.00 et 3.88. Dans tous les cas on utilise l'air pur comme deuxième couche. Les résultats obtenus du coefficient de réflexion S_{11} (en dB) sont superposés dans la même figure 4.17.

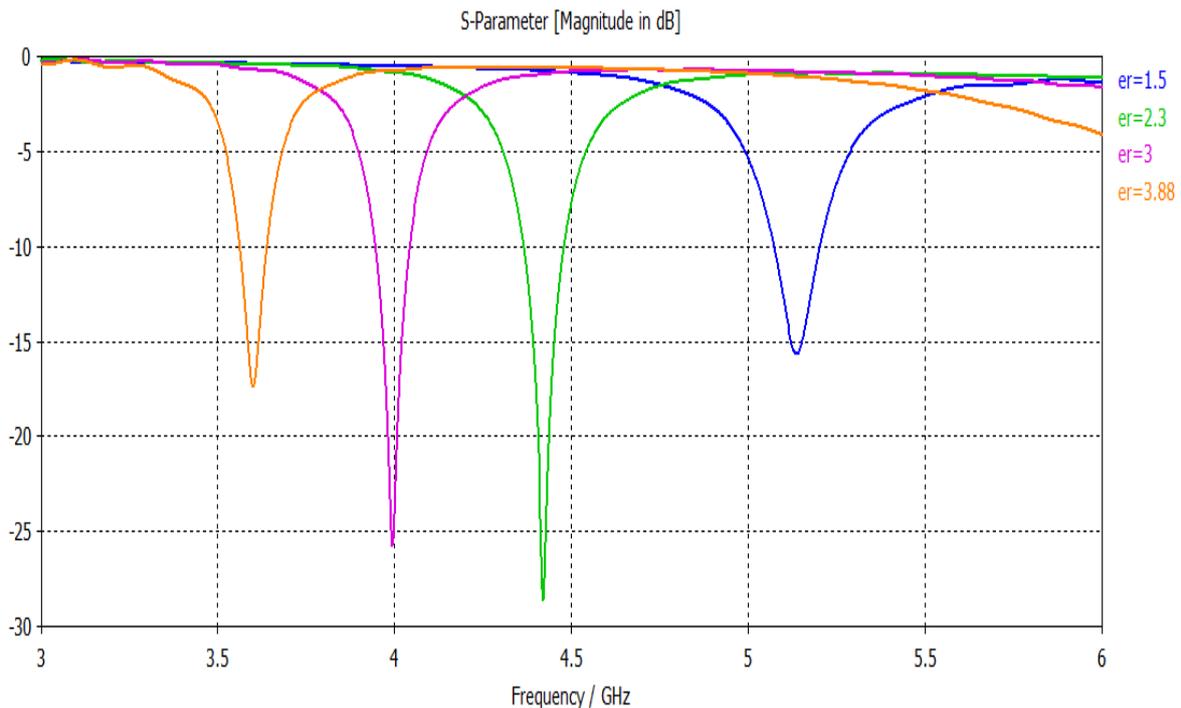


Fig. 4.17. Effet de la permittivité du diélectrique sur les caractéristiques de l'antenne.

Nous remarquons bien que le minimum du coefficient de réflexion passe de $|S_{11}|=-15.63\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=5.13\text{GHz}$ pour le diélectrique de $\epsilon_r=1.50$ à $|S_{11}|=-27.85\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=4.42\text{GHz}$ pour le diélectrique de $\epsilon_r=2.30$ à $|S_{11}|=-25.46\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=3.99\text{GHz}$ pour le diélectrique de $\epsilon_r=3.00$ à $|S_{11}|=-17.37\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=3.60\text{GHz}$ pour le diélectrique de $\epsilon_r=3.88$.

On peut conclure, donc, que la permittivité relative influence considérablement sur le coefficient de réflexion et par conséquent la fréquence de résonance de l'antenne de telle façon que chaque décroissance dans la permittivité fait accroître la fréquence de résonance et la rend plus forte (la réflexion de plus en plus faible).

5. Effet de l'épaisseur du substrat

Nos calculs ont été effectués pour trois différentes épaisseurs : $h=3.5$, 4.0 et 5.0 mm du substrat diélectrique de permittivité $\epsilon_r=2.3$ de la même structure antennaire.

Les résultats obtenus du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ (en dB) pour les trois épaisseurs sont implantés dans la figure 4.18.

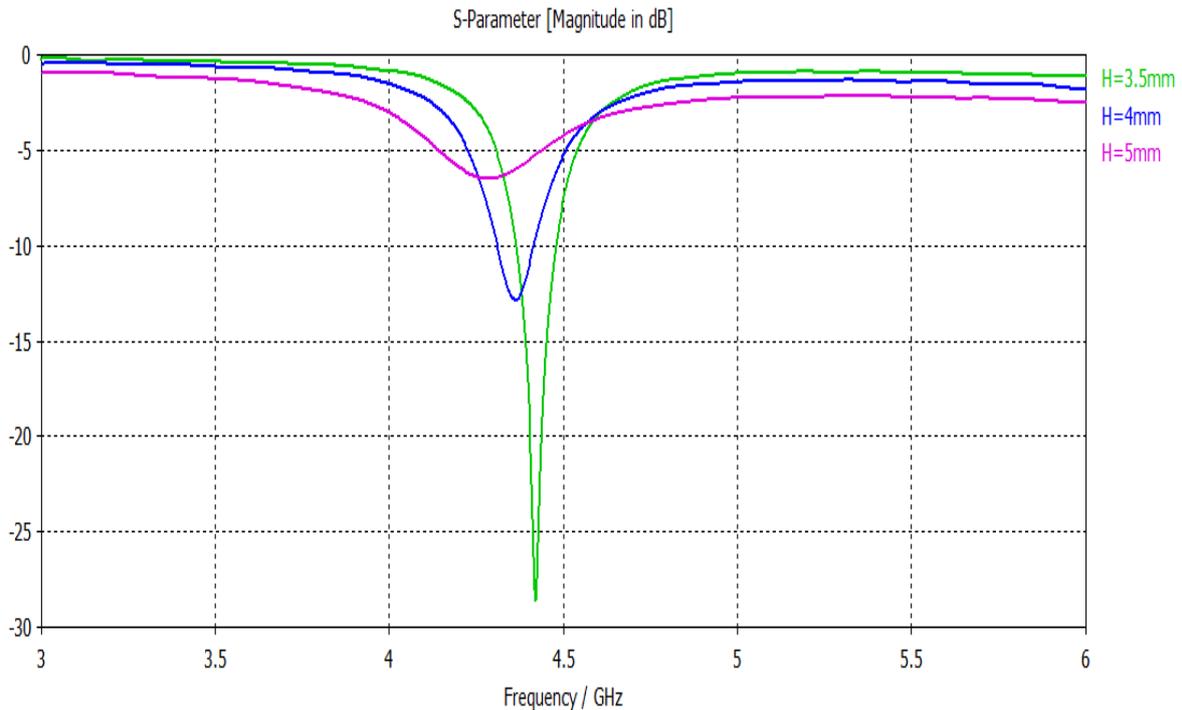


Fig. 4.18. Effet de l'épaisseur du substrat du diélectrique sur l'antenne.

Le minimum du module du coefficient de réflexion S_{11} passe de $|S_{11}|=-27.85$ dB correspondant à la fréquence $f=4.42$ GHz pour $h=3.5$ mm à $|S_{11}|=-12.84$ dB correspondant à la fréquence $f=4.36$ GHz pour $h=4.0$ mm à $|S_{11}|=-6.50$ dB correspondant à la fréquence $f=4.27$ GHz pour $h=5$ mm.

Pour garder le couplage il faut que l'épaisseur du substrat diélectrique soit inférieur ou égale à l'un dixième de la longueur d'onde guidée ($h \leq \lambda_g/10$).

6. Effet de la longueur de l'élément rayonnant

Nous exploitons la même antenne mais on calcule cette fois-ci le coefficient de réflexion pour trois différentes longueurs du RFID : $l_p=18\text{mm}$, 20mm et 22mm .

Les résultats obtenus du module coefficient de réflexion $|S_{11}|$ (en dB) pour les trois longueurs du RFID sont donnés par la figure 4.19.

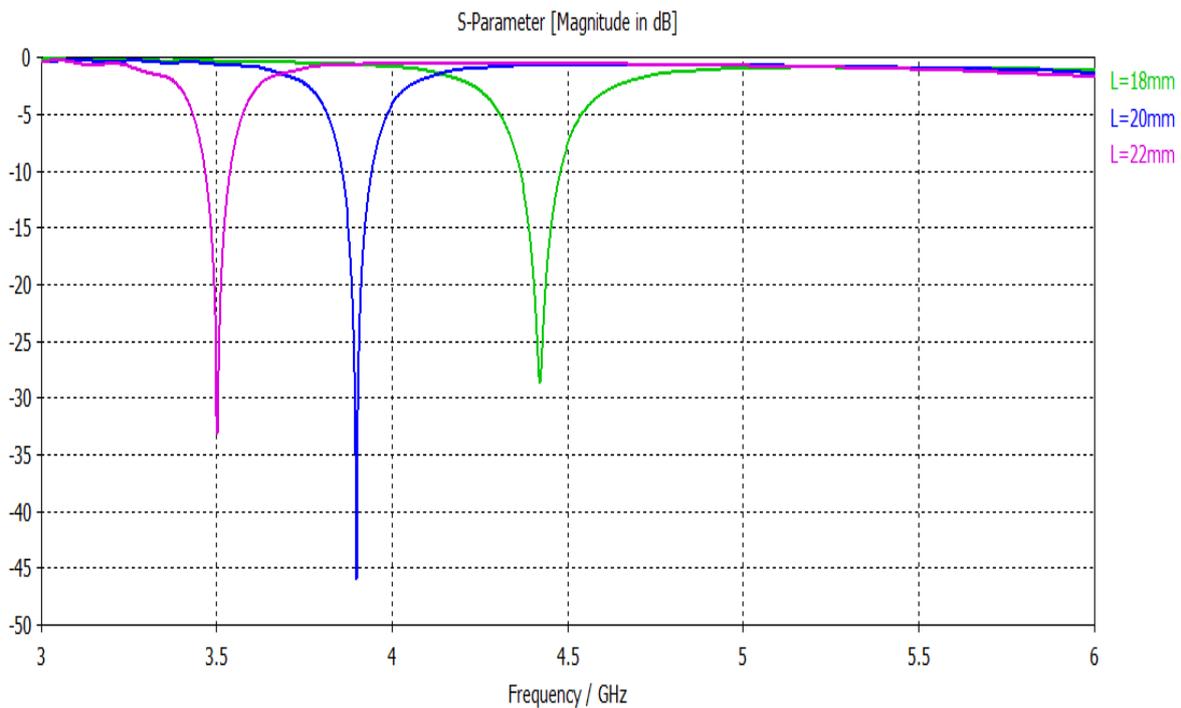


Fig. 4.19. Effet de la longueur sur le rayonnement de l'antenne.

Le minimum du module du coefficient de réflexion passe de $|S_{11}|=-27.85\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=4.42\text{GHz}$ pour $l_p=18\text{mm}$ à $|S_{11}|=-35.25\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=3.89\text{GHz}$ pour $l_p=20\text{mm}$ à $|S_{11}|=-31.85\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=3.50\text{GHz}$ pour $l_p=22\text{mm}$.

Nous constatons, d'une part, que la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la longueur de l'élément rayonnant. D'autre part, la dispersion est plus importante pour l'élément le plus petit. Ceci est très logique du fait que de plus en plus l'élément devient long, l'onde électromagnétique sera plus piégée (guidée) entre les parois ce qui encourage la propagation d'ondes de surface. Par contre, de plus en plus l'élément devient étroit, l'onde électromagnétique sera moins piégée entre les deux parois ce qui encourage la propagation des ondes d'espace et donc la dispersion.

7. Effet de la largeur de l'élément rayonnant

Nous calculons cette fois-ci pour la même antenne le coefficient de réflexion pour les différentes valeurs de largeurs du RFID : $w_p=0.6$ mm, 0.8mm, 1mm, 1.2mm et 1.4mm.

Les résultats obtenus du module de coefficient de réflexion $|S_{11}|$ (en dB) pour les différentes largeurs du RFID sont donnés par la figure 4.20.

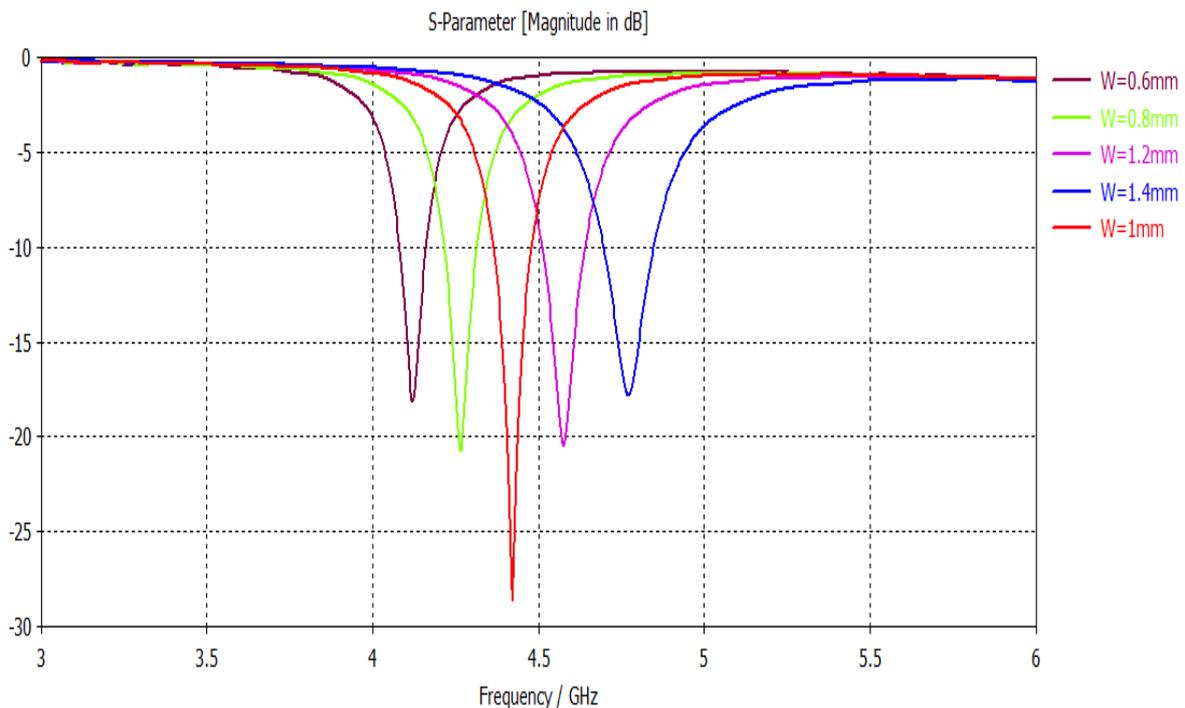


Fig. 4.20. Effet de la largeur sur le rayonnement de l'antenne.

Le minimum du module du coefficient de réflexion passe de $|S_{11}|=-18.08$ dB correspondant à la fréquence $f=4.12$ GHz pour $w_p=0.6$ mm à $|S_{11}|=-20.65$ dB correspondant à la fréquence $f=4.26$ GHz pour $w_p=0.8$ mm à $|S_{11}|=-27.85$ dB correspondant à la fréquence $f=4.42$ GHz pour $w_p=1$ mm à $|S_{11}|=-20.45$ dB correspondant à la fréquence $f=4.57$ GHz pour $w_p=1.2$ mm à $|S_{11}|=-17.79$ dB correspondant à la fréquence $f=4.76$ GHz pour $w_p=1.4$ mm.

En se basant sur les résultats obtenus, nous remarquons que la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la largeur du RFID. Ces résultats consolident bien notre interprétation précédente.

8. Effet de la position des cellules SHI

Nous calculons cette fois-ci pour la même antenne le coefficient de réflexion pour trois différentes positions des cellules SHI : au-dessus, au-milieu et au-dessous du substrat diélectrique.

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ (en dB) pour les différentes positions des cellules SHI sont donnés par la figure 4.21.

Le minimum du module du coefficient de réflexion passe de $|S_{11}|=-27.85\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=4.42\text{GHz}$ pour la position des cellules SHI au-milieu du substrat à $|S_{11}|=-15.38\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=4.11\text{GHz}$ pour la position des cellules SHI au-dessus du substrat à $|S_{11}|=-14.37\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f=4.71\text{GHz}$ pour la position des cellules SHI au-dessous du substrat diélectrique.

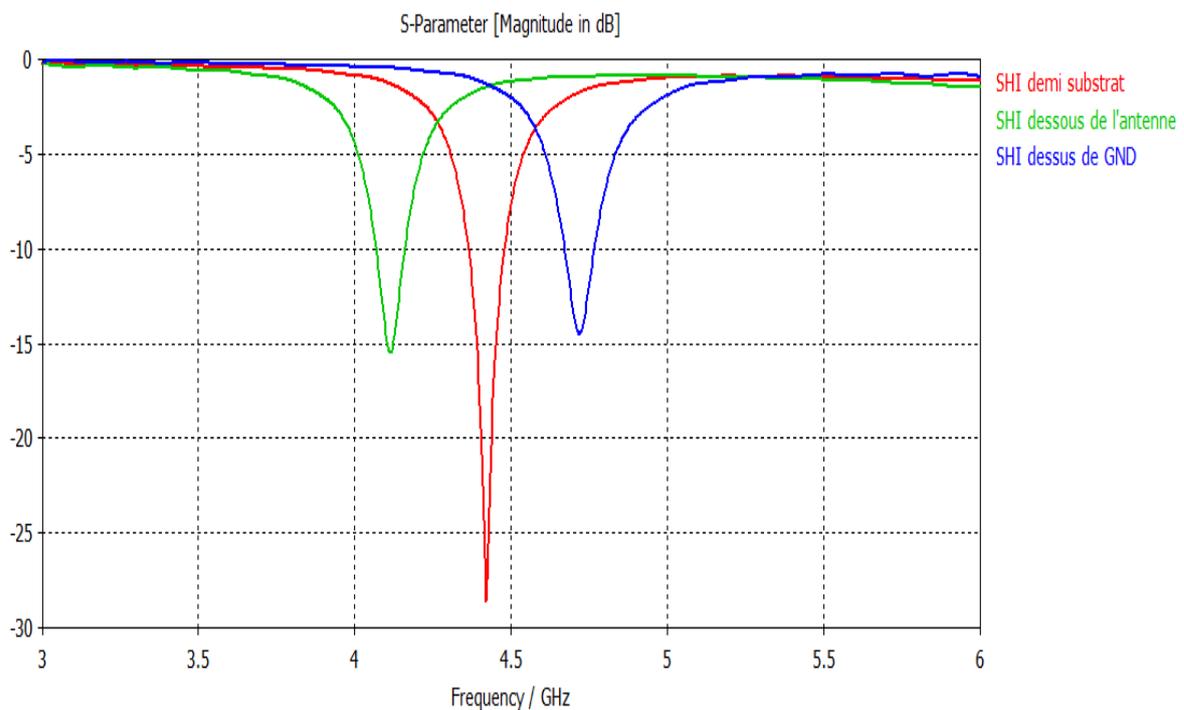


Fig. 4.21. Effet de la position des cellules SHI sur le rayonnement de l'antenne.

En se basant sur les résultats de simulation ainsi obtenus, nous constatons que la position optimale des cellules SHI est bien en plein milieu du substrat diélectrique et ceci est essentiellement dû à l'influence de l'homogénéité sur le comportement des cellules SHI en leur protégeant de toute interférence indésirable.

9. Effet de nombre des cellules SHI

Nos calculs ont été effectués pour deux matrices des cellules élémentaires SHI : matrice de 6×6 éléments et celle de 4×4 éléments comme le montre la figure 4.22.

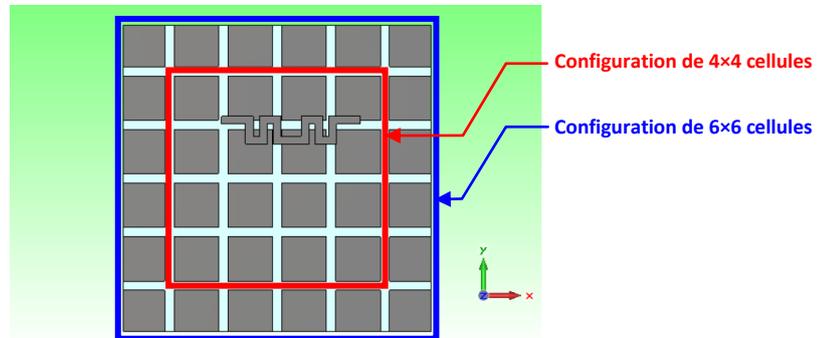


Fig. 4.22. Matrices de cellules SHI utilisées.

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ (en dB) sont superposés dans la figure 4.23.

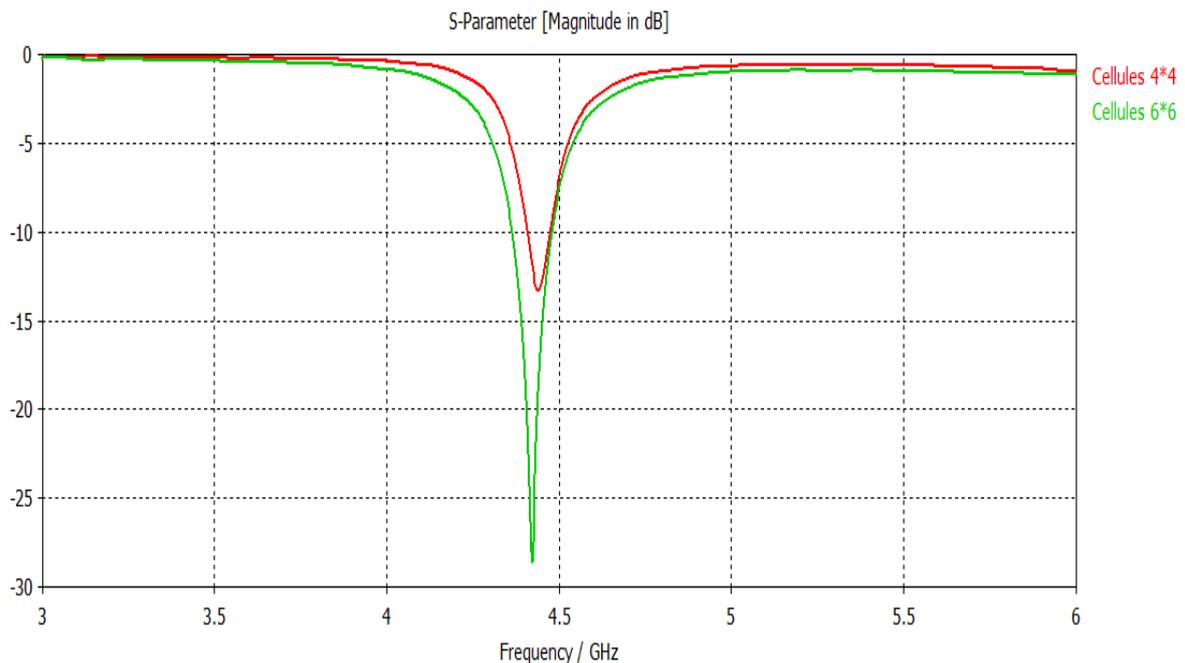


Fig. 4.23. Effet du nombre de cellules SHI sur le rayonnement de l'antenne.

On remarque que le minimum du coefficient de réflexion passe de $|S_{11}| = -13.25\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f = 4.42\text{GHz}$ pour la matrice de 4×4 éléments à $|S_{11}| = -15.38\text{dB}$ correspondant à la fréquence $f = 4.11\text{GHz}$ pour celle de 6×6 éléments. En effet, le nombre d'éléments influe clairement sur le comportement de l'antenne.

10. Effet de l'espacement entre les cellules SHI

Nous calculons cette fois-ci pour la même antenne le coefficient de réflexion pour trois différents espacements entre les cellules SHI : $e_c=0.6$, 0.8 et 1.0 mm.

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ (en dB) pour les trois différents espacements entre les cellules SHI sont donnés par la figure 4.24.

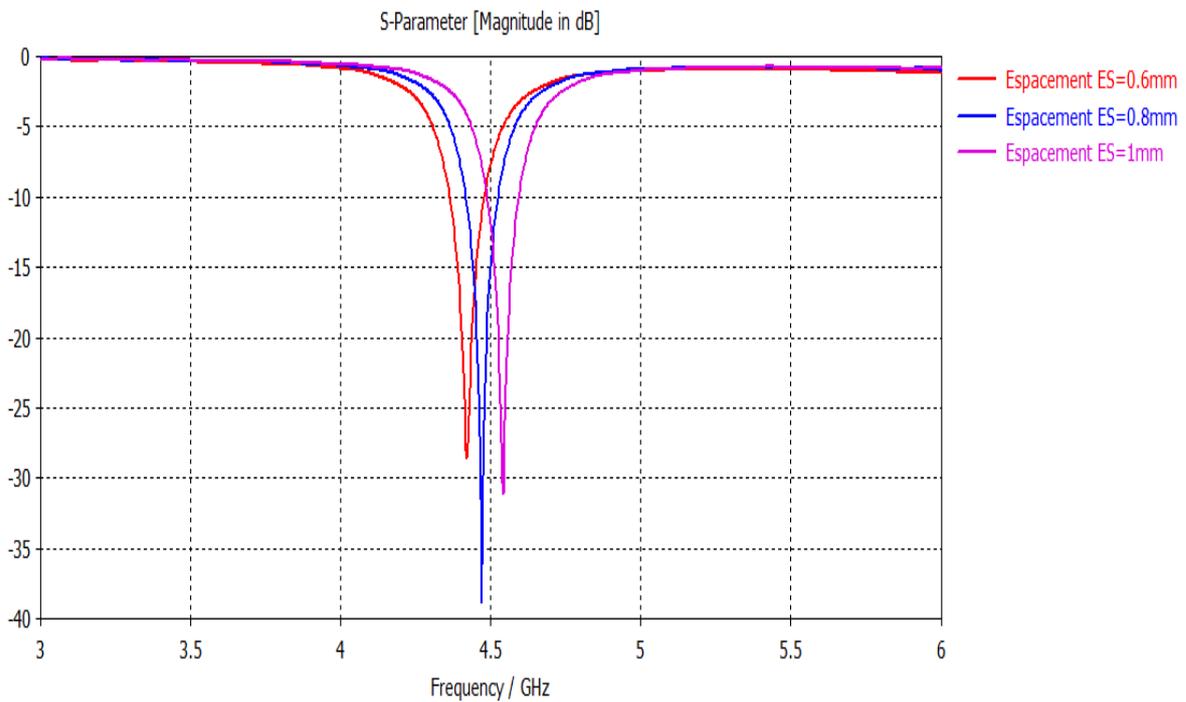


Fig. 4.24. Effet de l'espacement entre les cellules SHI sur l'antenne.

Le minimum du module du coefficient de réflexion passe de $|S_{11}|=-27.85$ dB correspondant à la fréquence $f=4.42$ GHz pour $e_c=0.6$ mm à $|S_{11}|=-37.76$ dB correspondant à la fréquence $f=4.47$ GHz pour $e_c=0.8$ mm à $|S_{11}|=-27.10$ dB correspondant à la fréquence $f=5.54$ GHz pour $e_c=1$ mm.

On constate que la fréquence de résonance dépend du nombre de cellules de SHI et de l'espacement entre les cellules.

Conclusion générale

L'objectif de ce travail de magister est l'étude, la simulation et conception d'une antenne RFID à base de métamatériaux.

Après avoir effectué une synthèse bibliographique, nous avons décrit les métamatériaux et leur application pour optimiser les antennes en termes d'efficacité et de compacité.

Nous avons justifié, ensuite, l'utilisation du simulateur CST-MWS 2012 pour concevoir et étudier notre antenne RFID avec SHI. Une démonstration décrivant les différentes étapes de conception et de simulation d'une antenne a été rapportée via un exemple.

Les différentes étapes de conception et de modélisation des structures à base de surfaces à haute impédance (SHI) ont été soigneusement suivies pour en arriver à la SHI optimale. Cette dernière, par la suite, introduite comme substrat de l'antenne RFID nous a offert une antenne très compacte et efficace. Les différentes étapes de conception, de simulation et de modélisation de cette structure ont été rapportées en détail.

Enfin, nous avons rapporté et commenté les résultats de conception obtenus par le simulateur CST-MWS 2012. Dans le but de montrer l'effet des différents paramètres géométriques (la longueur l , la largeur w et la hauteur du substrat h , position des cellules SHI, nombre des cellules SHI et espacement entre les cellules SHI) et physique (la permittivité relative ϵ_r) sur les caractéristiques de l'antenne, une étude de synthèse a été effectuée.

Comme perspective, nous envisageons introduire une sous-routine d'optimisation des différents paramètres de l'antenne RFID multicouche avec SHI.

Bibliographie

- [1] A. Ghiotto, "Conception d'antennes de tags RFID UHF. Application à la réalisation par jet de matière", Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, 2008.
- [2] N. Seriot, "Les systèmes d'identification radio (RFID) fonctionnement, applications et dangers", EIVD school project, pp. 3-12, 2005.
- [3] D. Seetharamdoo, "Étude des métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaires potentielles", Thèse de doctorat, N° 3263-10, Université de Rennes I, janvier 2006.
- [4] A. Ourir, "Applications de matériaux à bandes interdites photoniques et de métamatériaux en télécommunications", Thèse de doctorat, Institut d'Électronique Fondamentale, Université de Paris XI d'Orsay, 2006.
- [5] Y. Zhu, "Modélisation de structures à haute impédance", Thèse de doctorat, Université de Paris Sud, 2011.
- [6] A. Marteau, "Déphaseurs composites à base de métamatériaux accordables par films ferroélectriques", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille 1, 2009.
- [7] N. Ikhlef, "Modélisation numérique d'une installation convertisseur - plasma d'induction en vue d'une commande optimale", Thèse de doctorat en Sciences, Université de Batna, 2010.
- [8] Anne F. De Baas, "Nanostructured Metamaterials Exchange between experts in electromagnetics and material science", European commission/European research, studies and reports, vol. 51, pp. 19-20, 2010.
- [9] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic metamaterials: Transmission line theory and microwave applications*, John Wiley & sons, Edition 2006.
- [10] S. Berthier, *Optique des milieux composites*, Paris : Polytechnica, 1993.
- [11] J. Baker-Jarvis, P. Kabos et C. L. Holloway, "Nonequilibrium electromagnetics: Local and macroscopic fields and constitutive relationships", *Phys. Rev. E*, vol. 70, pp. 1-13, 2004.

-
- [12] J. Baker-Jarvis et al., "Measuring the permittivity and permeability of lossy materials: solids, liquids, metals, building materials and negative-index materials", Boulder, Electromagnetics division, Natl. Inst. Stand. Technol. (NIST): Tech. Note 1536, 2004.
- [13] D. Guha and Y. M.M. Antar, *Microstrip and printed antennas new trends, techniques and applications*, John Wiley & sons, 2011.
- [14] C. A. Balanis, *Antenna Theory, analysis and design*, John Wiley & Sons, 2002.
- [15] P. V. Nikitin, and K. V. S. Rao, "Performance Limitations of Passive UHF RFID Systems", IEEE Antennas and Propagation Society Symp., pp. 1011-1014, 2006.
- [16] K. V. S. Rao, Pavel V. Nikitin, and S. F. Lam, "Impedance Matching Concepts in RFID Transponder Design", Fourth IEEE Workshop on Automatic Identification Advanced Technologies, AutoID'05, pp. 39-42, 2005.
- [17] K. Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, no. 3, pp. 194-202, 1965.
- [18] P. V. Nikitin et al., "Power Reflection Coefficient Analysis for Complex Impedances in RFID Tag Design", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 9, pp. 2721-2725, 2005.
- [19] J. N. LEFEBVRE, "Traçabilité des bagages dans le transport aérien - Déploiement de la technologie RFID", Techniques de l'Ingénieur, Traité Électronique, TR-670, pp. 1-15, 2009.
- [20] A. Hartstein et al., "Surface polaritons on semi-infinite gyromagnetic media", Journal of Physics C: Solid State Physics, vol. 6, no. 7, pp. 1266-1276, 1973.
- [21] R. E. Camley and D. L. Mills, "Surface polaritons on uniaxial antiferromagnets", Physical Review B, vol. 26, pp. 1280-1287, 1982.
- [22] A. Priou, "Matériaux composites en électromagnétisme - Matériaux chargés, matériaux électroniques et métamatériaux", Techniques de l'Ingénieur, Traité Électronique, E 1165, pp. 1-29, 2009.
- [23] M. Ney, "Simulation électromagnétique - Outils de conception", Techniques de l'Ingénieur, E 1030, pp. 1-21, 2009.

- [24] D. Sievenpiper et al., "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, 1999.
- [25] C. Simovski, P. De Maagt, and I. Melchakova, "High-impedance surfaces having stable resonance with respect to polarization and incidence angle", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, no. 3, pp. 908-914, 2005.
- [26] A. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang, and J. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, no. 1, pp. 209-215, 2005.
- [27] T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields", Electronics and Communications AE, vol. 31, no. 3, pp. 116-120, 1977.
- [28] M. Clemens and T. Weiland, "Discrete Electromagnetism with the Finite Integration Technique", Progress in Electromagnetic Research, vol. 32, pp.65-87, 2001.
- [29] O. Losito et al. "The Performance of RFID Antennas on Metamaterial Substrate", Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 11-15 April 2011, Rome, Italy, pp. 1089-1091, 2011.
- [30] B. Krietenstein et al., "The Perfect Boundary Approximation Technique Facing the Challenge of High Precision Field Computation", Proceedings of the XIX International Linear Accelerator Conference (LINAC'98), Chicago, USA, pp.860- 862, 1998.

Annexe -A-

A.1. Généralités sur les antennes

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. Bien que les antennes soient utilisées dans des gammes de longueurs d'onde très différentes, elles sont généralement étudiées et caractérisées au moyen de définitions et de propriétés communes.

A.2. Caractéristiques des antennes

Les caractéristiques des antennes sont déterminées par rapport à une source de référence. Une source ponctuelle qui rayonne sa puissance de façon identique dans toutes les directions constitue la source de référence idéale. Cette source isotrope n'existe pas dans la réalité mais elle est souvent utilisée comme référence. La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction définie par les deux angles (θ, ϕ) du repère sphérique par une telle source s'écrit :

$$P_0(\theta, \phi) = \frac{P_a}{4\pi}$$

où P_a est la puissance d'alimentation.

A.2.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne représente les variations de la puissance que rayonne cette antenne par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace. En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles dans certains plans, les antennes ne rayonnent pas leur puissance de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace.

Il y a généralement une direction de rayonnement maximal autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante.

A.2.2. Fonction caractéristique

La fonction caractéristique de rayonnement $F(\theta, \phi)$ de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est définie comme étant le rapport de la puissance transmise dans une direction donnée $P(\theta, \phi)$ à la puissance P_{\max} de la direction où le rayonnement est maximal.

$$F(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{\max}}$$

A.2.3. Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture est l'angle qui fait entre elles les deux directions du lobe principal selon lesquelles la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal. La figure A.1 présente un exemple de diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes. L'angle $\Delta\theta$ représente sur ce diagramme l'angle d'ouverture de l'antenne. Lorsqu'une antenne présente un lobe principal assez fin, la plus grande partie de la puissance rayonnée est à l'intérieur des deux directions à -3dB . L'angle d'ouverture nous donne une idée assez précise sur la finesse du lobe et de la qualité du rayonnement.

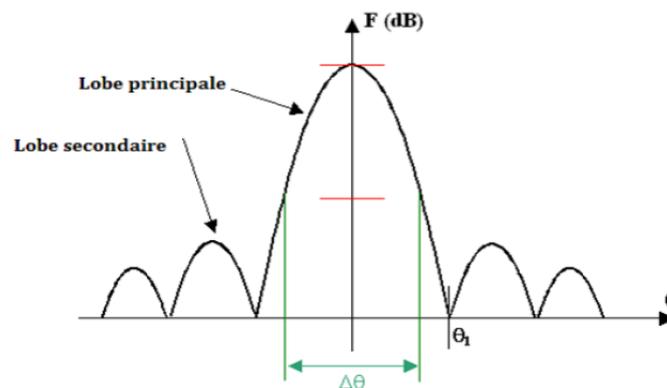


Fig. A.1. Diagramme de rayonnement bidimensionnel.

A.2.4. Directivité et gain d'une antenne

A.2.4.1. Ouverture rayonnante et Rendement

L'ouverture rayonnante d'une antenne est la surface géométrique rayonnante de cette antenne. C'est aussi la surface qui capte l'énergie des ondes électromagnétiques

transmises. La puissance rayonnée par l'antenne est généralement différente de la puissance d'alimentation de l'antenne. On définit alors le rendement η d'une antenne comme étant le rapport entre la puissance totale qu'elle rayonne (P) et la puissance d'alimentation (P_a) de cette antenne.

$$\eta = \frac{P}{P_a}$$

A.2.4.2. Gain d'une antenne

La puissance rayonnée par une antenne varie généralement selon la direction considérée. Le gain d'une antenne dans une direction (θ, ϕ) est le rapport de la puissance rayonnée dans cette direction $P(\theta, \phi)$ à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation.

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_0(\theta, \phi)}$$

A.2.4.3. Directivité d'une antenne

La directivité d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, ϕ) à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide pour une même puissance totale rayonnée.

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P(\theta, \phi)}{\eta P_a}$$

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope. La relation entre le gain et la directivité d'une antenne est donnée par l'équation suivante :

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi)$$