

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A/Mira de Béjaïa
Faculté des Sciences d'ingénieurs
Département électronique



Mémoire de Fin de Cycle

En vue de l'obtention du diplôme Master 2 en électronique

Option : Télécommunication

THÈME

**Métamatériaux, application aux
antennes RFID**

Réalisé par :

M^r OURTEMACHE Hacane.

Devant le jury composé de :

Président : M^r . Rouha .M

Examinatrice : M^{me} . Bounseur .

Promotrice : M^{lle} . Hamzaoui.

PROMOTION 2012

Remerciements

JE remercie vivement mon encadreuse Mme Hamzaoui pour ces précieux conseils au cours de ces six mois. Ses conseils m'ont été très bénéfiques et les discussions passées en sa présence m'ont été très instructives et enrichissantes.

Je remercie très sincèrement mon ami Azib Mohand Larbi pour l'aide qu'il a pu m'apporter durant ce travail.

Je n'oublie pas de remercier mes parents, mes frères et sœurs pour leur soutien moral et physique.

Tous mes remerciements à mes amis, Mustapha, Nadir, Ahmed, Khaled pour les merveilleux moments qu'on a passé ensemble. Merci à Chikh Farouk pour l'ambiance qu'il crée dans notre chambre.

Hacane .O

Résumé

Les métamatériaux électromagnétiques sont généralement définis comme des structures électromagnétiques homogènes avec des propriétés inhabituelles et qui ne sont pas disponibles dans la nature. Des structures avec une permittivité négative (structure à fil métallique fin), une perméabilité négative (RAF) et les métamatériaux avec simultanément une permittivité et une perméabilité négatives sont étudiés et simulés avec CST microwave studio et MATLAB.

La technologie de l'identification par radio fréquence RFID est présentée et nous avons vu qu'avant la conception du transpondeur RFID il faut prendre en considération plusieurs enjeux comme l'adaptation de l'impédance, et d'autre caractéristiques importantes à l'instar du diagramme du rayonnement, une longue portée de lecture et une large bande passante. L'application des métamatériaux à l'antenne RFID permet d'améliorer les performances de cette dernière. En effet, l'application du métamatériau avec un indice de réfraction proche de zéro comme substrat permet d'augmenter le gain, la directivité et améliorer l'adaptation de l'antenne.

Mots clés : Métamatériaux, Perméabilité négative, Permittivité négative, Indice de réfraction négatif, RAF, Fil métallique fin, Antenne RFID.

Abstract

Electromagnetic Metamaterials (MTMs) are broadly defined as artificial effectively homogeneous electromagnetic structures with unusual properties not readily available in nature. The structures with negative permittivity (metal thin wires structure), negative permeability (SRR) and both negative permeability and permittivity (metamaterials) are studied and simulated with CST microwave studio and MATLAB.

The Radio Frequency IDentification technology is presented and we are seen that before the conception for a RFID tag we must take into consideration several challenges such as the impedance matching, and other important features like radiation pattern, long read range and wide bandwidth.

The application of metamaterials in RFID antenna allows improving the performances at his last. In fact, the application of metamaterial with a refractive index equal to zero as substrate allows enhancing gain, directivity and improve the antenna matching.

Keywords : Metamaterials, negative permeability, negative permittivity, negative refractive index, SRR, RFID antenna.

Table des matières

| | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|-------------|
| Remerciements | i |
| Résumé | ii |
| Table des matières | iii |
| Liste des figures | v |
| Liste des tableaux | viii |
| Introduction générale | 1 |
| 1 État de l'art sur les métamatériaux | 3 |
| 1.1 Concepts généraux | 4 |
| 1.1.1 La perméabilité | 4 |
| 1.1.2 La permittivité | 4 |
| 1.1.3 Vitesse de phase et vitesse de groupe | 5 |
| 1.2 Définition des métamatériaux et métamatériaux main gauche | 6 |
| 1.3 Métamatériaux avec une permittivité et /ou perméabilité négative | 8 |
| 1.3.1 Métamatériaux avec permittivité négative | 8 |
| 1.3.2 Métamatériaux avec perméabilité négative | 8 |
| 1.3.3 Métamatériaux avec ε et μ négatives | 11 |
| 1.4 Quelques propriétés électromagnétiques des métamatériaux | 12 |
| 1.4.1 L'inversion de la loi de Snell-Descartes | 12 |
| 1.4.2 L'inversion de l'effet doppler | 13 |
| 1.5 Applications des métamatériaux | 14 |
| 1.5.1 Lentilles parfaites | 14 |
| 1.5.2 Cape d'invisibilité | 14 |
| 1.5.3 Application aux antennes | 16 |
| 2 Technologie RFID (Radio Frequency IDentification), conception et développement | 20 |
| 2.1 Historique sur la technologie RFID | 21 |
| 2.2 Introduction à l'identification par fréquence radio | 22 |
| 2.2.1 Fonctionnement | 22 |
| 2.2.2 Performance du tag | 24 |
| 2.3 Les substrats flexibles | 25 |
| 2.4 Les antennes RFID | 26 |

| | | |
|----------|---------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.4.1 | Antenne RFID avec stubs | 26 |
| 2.4.2 | Effet des différents substrats sur les paramètres de l'antenne | 30 |
| 2.4.3 | Bandes de fréquences permises pour les antennes RFID | 31 |
| 2.5 | Intégration RFID/capteur | 33 |
| 2.5.1 | Module du capteur et circuit intégré | 33 |
| 2.6 | Applications | 36 |
| 2.6.1 | Passeport biométrique | 36 |
| 2.6.2 | Les hôpitaux tracent leurs patients | 37 |
| 2.6.3 | Gestion des stocks | 38 |
| 2.6.4 | Capteurs sans fils | 38 |
| 3 | Application métamatériaux | 40 |
| 3.1 | Méthodes de calcul des paramètres effectifs | 41 |
| 3.1.1 | Approche de Smith (Méthode 1) | 41 |
| 3.1.2 | Approche de NRW (Méthode 2) | 42 |
| 3.2 | Unité de cellule élémentaire de résonateur en anneau fendu | 42 |
| 3.2.1 | RAF circulaire | 42 |
| 3.2.2 | RAF carré | 48 |
| 3.3 | Unité de cellule de fil métallique fin (activité électrique) | 50 |
| 3.4 | Réseau de fils métalliques fins | 52 |
| 3.5 | Réseau de RAFs | 55 |
| 3.6 | Association de fils métalliques fins avec des résonateurs en anneau fendu | 56 |
| 3.6.1 | Cellule unité composée de RAF et de fil métallique fin | 56 |
| 3.6.2 | Réseau de RAFs et de fils métalliques fins | 60 |
| 3.7 | Conclusion | 62 |
| 4 | Métamatériaux, application aux antennes RFID | 63 |
| 4.1 | Présentation de l'unité de cellule du métamatériau appliqué à l'antenne | 64 |
| 4.2 | Présentation de l'antenne RFID | 66 |
| 4.3 | Application du métamatériau comme substrat à l'antenne RFID | 70 |
| A | Annexe A | 77 |
| A.1 | Caractéristiques des antennes | 77 |
| A.1.1 | Diagramme de rayonnement | 78 |
| A.1.2 | Angle d'ouverture | 78 |
| A.2 | Directivité et gain d'une antenne | 79 |
| A.2.1 | Ouverture rayonnante et Rendement | 79 |
| A.2.2 | Gain d'une antenne | 79 |
| A.2.3 | Directivité d'une antenne | 79 |
| B | Annexe B | 81 |
| B.1 | Simulation d'une antenne Patch circulaire | 82 |
| | Bibliographie | 84 |

LISTE DES FIGURES

| | | |
|------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.1 | <i>Diagramme de permittivité-perméabilité ($\varepsilon - \mu$) et indice de réfraction n. Fréquences angulaires ω_{pe} et ω_{pm} représentent les fréquences du plasma électrique et magnétique [5].</i> | 6 |
| 1.2 | <i>Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.</i> | 7 |
| 1.3 | <i>Illustration du système de vecteurs E, H, k et S pour une onde plane transverse (TEM) dans le cas ordinaire (figure à gauche), et dans le cas main gauche (figure à droite).</i> | 7 |
| 1.4 | <i>Structure fils fins présentant ε négative/μ positive quand $E \parallel z$ [7].</i> | 8 |
| 1.5 | <i>Structure RAF présentant μ négative/ε positive quand $H \parallel y$ [8].</i> | 9 |
| 1.6 | <i>Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmaz et Martin [9].</i> | 10 |
| 1.7 | <i>Motif tridimensionnel proposé par Balmaz et Martin. (a) Structure composée de trois RAFs identiques perpendiculaires l'un à l'autre. (b) Structure composée de trois RAFs de dimensions différents perpendiculaires l'un à l'autre.</i> | 10 |
| 1.8 | <i>Modèle du circuit équivalent du RAF. (a) Configuration d'un RAF double. (b) Configuration simple d'un RAF.</i> | 11 |
| 1.9 | <i>Première structure expérimentale main gauche, constituée de fils fins (Thin Wires "TWs") et des RAFs introduite par l'équipe de l'université De la Californie, San Diego. (a) Structure main gauche unidimensionnelle de [11]. Structure main gauche bidimensionnelle [11].</i> | 12 |
| 1.10 | <i>Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface entre deux milieux. (a) Cas de deux milieux de même main (soit MD ou MG) : réfraction positive. (b) cas de deux milieux de mains différentes (l'un MD et l'autre MG) : réfraction négative.</i> | 13 |
| 1.11 | <i>Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG. (a) lentille MD pour des ondes incidentes propagées : La focalisation se produit. (b) lentille de focalisation pour ondes évanescentes incidentes : la source d'information n'atteint pas la source. (c) plaque MG avec $\varepsilon = \mu = -1$ pour des ondes incidentes propagées : la focalisation se produit. (d) plaque MG avec $\varepsilon = \mu = -1$ pour des ondes évanescentes incidentes : l'information atteint la source due à l'augmentation de l'énergie à l'intérieur de la plaque.</i> | 15 |
| 1.12 | <i>Diagramme d'amplitude pour une harmonique de Fourier évanescente pour une lentille parfaite. L'amplitude suit les courbes $\exp(\pm ax)$ [14].</i> | 15 |
| 1.13 | <i>La cape d'invisibilité de J.Pendry [12].</i> | 16 |
| 1.14 | <i>Schéma du dispositif où le métamatériau Main Gauche est placé au dessus de l'antenne patch.</i> | 17 |

| | | |
|------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.15 | Comparaison du gain de l'antenne avec et sans métamatériau. (a) et (c) antenne patch en absence de métamatériau. (b) et (d) antenne patch en présence de métamatériau [10]. | 18 |
| 1.16 | Distribution du champ E : (a) antenne seule. (b) antenne en présence du métamatériau. | 18 |
| 2.1 | Le lecteur et le transpondeur sont les principales composantes de tout système RFID. | 22 |
| 2.2 | transpondeur et antenne. (a) le transpondeur et l'antenne sont fins et souples, collés sur un autocollant. Source : Texas Instruments. (b) on distingue bien le transpondeur au centre, entouré d'une antenne de cuivre bobinée. Source : Texas Instruments. | 24 |
| 2.3 | Circuit équivalent d'un tag RFID. | 25 |
| 2.4 | Schéma bloc d'un tag RFID. | 26 |
| 2.5 | Antenne RFID avec un réseau d'adaptation [25]. | 27 |
| 2.6 | (a) perte de réflexion S_{11} de l'antenne RFID UHF. (b) diagramme de rayonnement omnidirectionnel de l'antenne RFID (Plan E $\phi = 90^\circ$ et plan H $\phi = 0^\circ$) [25]. | 27 |
| 2.7 | Simulation de l'impédance d'entrée de l'antenne RFID. | 29 |
| 2.8 | Antenne RFID avec stub (le courant étant dans une seule direction). | 29 |
| 2.9 | Rayonnement du champ lointain 3-D et 2-D. | 29 |
| 2.10 | Modèle du circuit équivalent d'une antenne RFID. | 30 |
| 2.11 | Modèle du circuit équivalent d'une antenne RFID avec stub résistif et inductif. | 30 |
| 2.12 | Perte de réflexion (return loss) S_{11} pour différents substrat. | 31 |
| 2.13 | Capteur de température LM94022. (a) Diagramme de connexion. (b) Caractéristique de transfert. | 34 |
| 2.14 | Schéma Circuit du module RFID [27]. | 34 |
| 2.15 | Antenne demi onde sous forme de U fabriquée par la technologie de pulvérisation d'ancre sur le papier [27]. | 35 |
| 2.16 | Perte de réflexion (dB) de l'antenne imprimée par la pulvérisation d'ancre sur le papier [27]. | 35 |
| 2.17 | Dipôle basé sur le module de capteur sans fil intégré dans un substrat papier utilisant la technologie d'impression par pulvérisation de l'ancre. | 36 |
| 2.18 | (a) Passeport électronique. (b) puce du passeport électronique | 37 |
| 2.19 | Surveillance de santé sans fil. | 37 |
| 2.20 | Technologie RFID pour la gestion des stocks. | 38 |
| 2.21 | Capteur de pression intégré dans les roues d'une voiture. | 38 |
| 3.1 | Représentation d'une cellule élémentaire du RAF circulaire. | 43 |
| 3.2 | (a) Orientation du champ électrique E , (b) Orientation du champ magnétique H | 44 |
| 3.3 | Réflexion et transmission du RAF circulaire. H selon l'axe z | 46 |
| 3.4 | Perméabilité effective. (a) partie réelle, (b) partie imaginaire. H selon l'axe z | 46 |
| 3.5 | Réflexion et transmission du RAF circulaire. H selon l'axe | 47 |
| 3.6 | Perméabilité effective. (a) partie réelle, (b) partie imaginaire. H selon l'axe y | 47 |
| 3.7 | Représentation d'une unité de cellule du RAF carré | 48 |
| 3.8 | Réflexion et transmission du RAF carré. H selon l'axe z | 49 |

| | | |
|------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.9 | Perméabilité effective du RAF carré. (a) partie réelle, (b) partie imaginaire. H selon l'axe z | 49 |
| 3.10 | Unité de cellule de fil métallique fin. | 50 |
| 3.11 | Réflexion et transmission du fil métallique fin. E selon y | 51 |
| 3.12 | Permittivité du fil métallique fin. (a) partie réelle. (b) partie imaginaire | 51 |
| 3.13 | Réseau de fils métalliques fins de période 3.63mm. | 52 |
| 3.14 | Réflexion et transmission du réseau périodique de fils métalliques fins. | 53 |
| 3.15 | Permittivité du réseau de fils métalliques fins. (a) partie réelle. (b) partie imaginaire. | 53 |
| 3.16 | Permittivité du modèle de Drude. (a) partie réelle de $\frac{\epsilon}{\epsilon_0}$. (b) partie imaginaire de $\frac{\epsilon}{\epsilon_0}$ | 54 |
| 3.17 | Réseau de RAFs circulaire de période 3.63 suivant x et y | 56 |
| 3.18 | Système de coordonnées polaire. En bleu, vecteur de l'onde incidente. | 57 |
| 3.19 | Réflexion et transmission du réseau de RAFs. S_{11} en vert. S_{21} en rouge. (sur la légende, le 1 représente le mode 1, c'est-à-dire le mode TE). | 57 |
| 3.20 | Perméabilité effective du réseau de RAFs. (a) partie réelle. (b) partie imaginaire. | 58 |
| 3.21 | Unité de cellule du matériau main gauche. | 59 |
| 3.22 | Réflexion et transmission de la cellule unité du matériau main gauche. | 59 |
| 3.23 | Paramètres effectifs de la cellule unité du matériau main gauche. | 60 |
| 3.24 | Matériau main gauche fait de RAFs et de fils métalliques fins. Réflexion et transmission du matériau main gauche. | 61 |
| 3.25 | Réflexion et transmission du matériau main gauche. | 61 |
| 4.1 | Unité de cellule faite de RAF rectangulaire et de tige. | 65 |
| 4.2 | Transmission et réflexion de l'unité de cellule du matériau main gauche. | 65 |
| 4.3 | Paramètres effectifs de l'unité de cellule du matériau main gauche. | 66 |
| 4.4 | Dimension de l'antenne RFID. | 67 |
| 4.5 | Puissance rayonnée et puissance réfléchi de l'antenne RFID conventionnelle. | 67 |
| 4.6 | Coefficient de réflexion de l'antenne RFID. | 68 |
| 4.7 | Gain total de l'antenne RFID. | 69 |
| 4.8 | Diagramme de gain de l'antenne conventionnelle. Plan xy (plan E) | 69 |
| 4.9 | Emission d'un dipôle (au milieu) dans un substrat d'indice de réfraction nul. | 70 |
| 4.10 | Antenne RFID posée sur un substrat fait de métamatériau. | 72 |
| 4.11 | Coefficient de réflexion de l'antenne RFID utilisant un métamatériau comme substrat. | 73 |
| 4.12 | Champ électrique E dans le plan ϕ (plan Cartésien). | 73 |
| 4.13 | Gain de l'antenne RFID utilisant un métamatériau comme substrat (3D). | 73 |
| 4.14 | Gain de l'antenne RFID utilisant un métamatériau comme substrat dans le plan ϕ | 74 |
| A.1 | Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes. | 79 |
| B.1 | Antenne Patch circulaire. | 82 |
| B.2 | Coefficient de réflexion. | 83 |
| B.3 | Gain total. | 83 |

LISTE DES TABLEAUX

| | | |
|-----|--------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1 | Performance des paramètres de l'antenne et portée mesurée. | 28 |
|-----|--------------------------------------------------------------------|----|

Introduction générale

Ce travail entamé il y a six mois, s'inscrit dans le cadre d'une continuité de la recherche sur les métamatériaux et les antennes RFID. L'objectif de ce mémoire est de comprendre les propriétés des structure appelée main gauche, puis les appliquer aux antennes RFID afin d'améliorer leurs performances.

Ce mémoire se divise en quatre chapitres. Les deux premiers présentent les matériaux composites artificiels et la technologie RFID. Les deux derniers sont une simulation sous les logiciels CST microwave studio et MATLAB des structures main gauche et des antennes RFID.

Dans le premier chapitre nous présentons les éléments qui constituent les métamatériaux à savoir les résonateurs en anneau fendu appelés plasma magnétique et les fils métalliques fins appelés plasma électrique et on verra comment l'association de ces deux éléments aboutit à un matériau de permittivité et de perméabilité simultanément négatives sous certaine conditions. Quelques propriétés des métamatériaux seront présentées à l'instar de l'inversion de la loi de Snell et l'inversion de l'effet Doppler. Enfin quelques applications des métamatériaux seront illustrées.

Dans le deuxième chapitre nous présentons un historique sur les la technologie RFID, puis on parlera des systèmes RFID, des éléments dont ils se composent et l'utilité de chaque élément. Quelques types d'antennes seront vus et on présentera également la technologie d'intégration RFID/capteur. On terminera ce chapitre par quelques applications dans des domaines différents.

Le troisième chapitre est une simulation sous le logiciel CST microwave studio et le logiciel MATLAB des différents éléments constituant les métamatériaux main gauche. Les résultats sont analysés et commentés.

Le quatrième chapitre porte sur l'application d'un métamatériau à l'antenne RFID. L'antenne RFID est simulée sans métamatériaux puis avec un métamatériau. Les résultats de simulation sont illustrés, analysés et commentés.

Nous terminons ce travail par une conclusion générale et perspectives.

1

État de l'art sur les métamatériaux

Introduction

Un milieu continu avec des paramètres négatifs, c'est-à-dire, un milieu avec une constante diélectrique ε , ou une perméabilité μ négatives ont été longtemps connues 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 [1].

Les métamatériaux constituent un agencement d'éléments structuraux, 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 "*mé*ta" vient du grec et est traduit par "*au delà*" en français.

Les propriétés effectives peuvent être extraites par la simulation numérique ou par des mesures expérimentales, pour notre travail on va extraire ε_{eff} et μ_{eff} en fonction de la fréquence à partir de la simulation sous le logiciel CST et MATLAB.

1.1 Concepts généraux

1.1.1 La 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

$$\mu = \mu_0 \quad (1.1)$$

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 B

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} \quad (1.2)$$

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

Dans le domaine microondes, certains matériaux ferromagnétiques [2] et composites antiferromagnétiques tels que MgF2 et FeF2 [3] 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*. La partie 1.3 de ce chapitre porte plus de détails sur cette structure et sa perméabilité.

1.1.2 La 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 [4].

$$D = \varepsilon_0 E + P \quad (1.3)$$

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 :

$$P(\omega) = \varepsilon_0 \chi(\omega) E(\omega) \quad (1.4)$$

En combinant les équations 1.3 et 1.4

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0(1 + \chi(\omega)) \quad (1.5)$$

χ Susceptibilité électrique.

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

$$\chi = \varepsilon_r - 1 \quad (1.6)$$

Pour les conducteurs, la permittivité est exprimée par :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 + \frac{\sigma(\omega)}{j\omega} \quad (1.7)$$

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, ε dans le milieu est positif [4].

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 de conducteurs minces. La structure du milieu filaire et ses propriétés seront vues dans la partie 4 de ce chapitre.

1.1.3 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 donné par :

$$V_p = \frac{\omega}{k} \quad (1.8)$$

k Étant le vecteur d'onde.

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

$$V_g = \frac{\partial\omega}{\partial k} \quad (1.9)$$

1.2 Définition des métamatériaux et métamatériaux main gauche

Les métamatériaux électromagnétique (*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, $p < \lambda_g/4$ [5].

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

$$n = \pm \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \quad (1.10)$$

La figure 1.1 montre le diagramme permittivité-perméabilité et indice de réfraction.

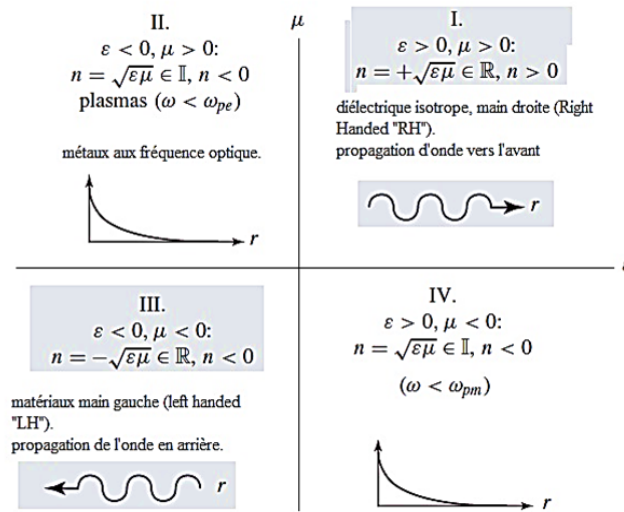


FIGURE 1.1 – Diagramme de permittivité-perméabilité ($\varepsilon - \mu$) et indice de réfraction n . Fréquences angulaires ω_{pe} et ω_{pm} représentent les fréquences du plasma électrique et magnétique [5].

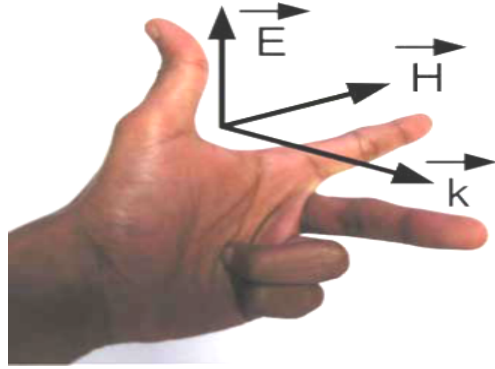


FIGURE 1.2 – Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

$$k \cdot E = \omega \mu H \quad (1.11)$$

$$k \cdot H = -\omega \varepsilon E \quad (1.12)$$

Un matériau main gauche¹ (**Left Handed** " LH ") a un indice de réfraction négatif ($\varepsilon < 0, \mu < 0$). Ce terme " LH " vient du fait que le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} et le vecteur d'onde \vec{k} forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche (Voir figure 1.2). Pour le matériau main gauche, le vecteur de poyting et le vecteur d'onde sont opposés (Voir figure 1.3).

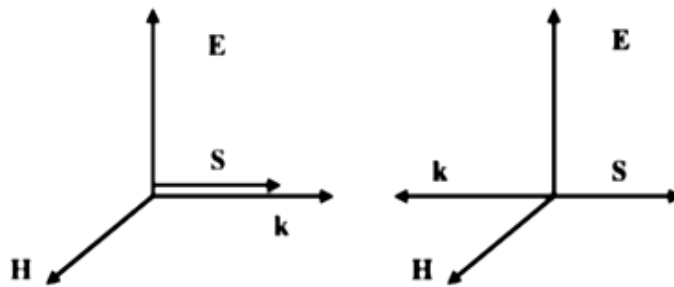


FIGURE 1.3 – Illustration du système de vecteurs E, H, k et S pour une onde plane transverse (TEM) dans le cas ordinaire (figure à gauche), et dans le cas main gauche (figure à droite).

1. Une analyse de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu possédant simultanément une perméabilité et une permittivité effectives négatives a été faite à l'origine par le physicien russe Victor Veselago [6]. Dans son article paru à l'origine en russe en 1967 puis traduit en anglais en 1968, il évoque la possibilité de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu linéaire, homogène et isotrope et possédant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives. Ces matériaux ont été qualifiés comme Main Gauche " MG " (Left-Handed Materials " LHM ") par la suite.

1.3 Métamatériaux avec une permittivité et /ou perméabilité négative

1.3.1 Métamatériaux avec permittivité négative

La structure fil fin en métal (*metal thin-wire structure*) présente une permittivité négative sous certaines conditions (figure 1.4).

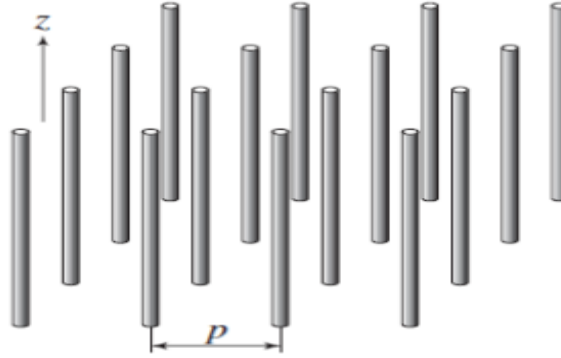


FIGURE 1.4 – Structure fils fins présentant ε négative/ μ positive quand $E \parallel z$ [7].

En effet, quand l'excitation du champ électrique E est parallèle à l'axe des fils ($E \parallel z$), cela induit un courant le long de ces fils et génère des moments de dipôle électrique équivalent.

La permittivité est donnée en fonction de la fréquence de plasma ω_{pe} et de la fréquence d'excitation ω .

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2} \quad (1.13)$$

D'après la relation 1.13, la permittivité du plasma est négative pour les fréquences en-dessous de la fréquence plasma. Par conséquent, pour avoir une permittivité négative, il faut que le champ électrique soit parallèle à l'axe z et la fréquence du plasma soit supérieure à la fréquence de la source d'excitation.

1.3.2 Métamatériaux avec perméabilité négative

La structure résonateur en anneau fendu " RAF " (*Split Ring Resonator* " SRR ") présente une perméabilité négative sous certaines conditions (Figure 1.5).

Quand un champ d'excitation magnétique H est parallèle au plan des anneaux ($H \parallel$

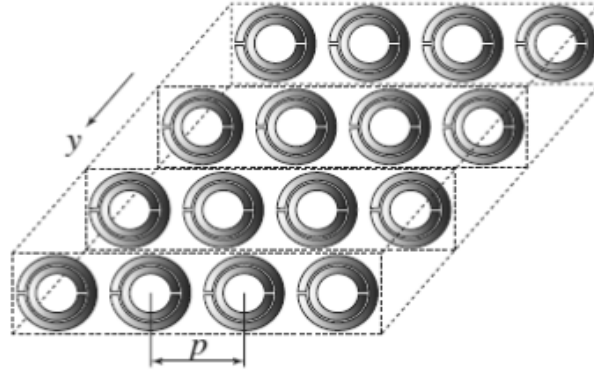


FIGURE 1.5 – Structure RAF présentant μ négative/ ε positive quand $H // y$ [8].

y), cela génère un moment de dipôle magnétique. La perméabilité est donné par :

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\zeta} \quad (1.14)$$

Où

$F = \pi(a/p)^2$, (a : le rayon du petit anneau),

ω_{0m} est la fréquence de résonance magnétique réglée à la gamme des GHz,

ζ est le facteur d'atténuation due aux pertes du métal.

$$\mu_r < 0, \text{ Pour } \omega_{0m} < \omega < \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}}$$

Cette structure est anisotrope². Afin de régler le problème d'anisotropie du RAF, une équipe suisse [9] a introduit un motif bidimensionnel appelé Crossed SRR " CSRR " (*Résonateur en Anneau Fendu croisé*) (figure 1.6) constitué de deux RAFs de même dimension, Ce motif accroît donc l'isotropie dans deux directions de l'espace.

2. Dans un milieu isotrope, la réponse ne dépend pas de la direction du vecteur champ. Les structures vus à la figure 1.6 est un milieu anisotrope car la permittivité et la perméabilité dépendent de la direction de E et H.

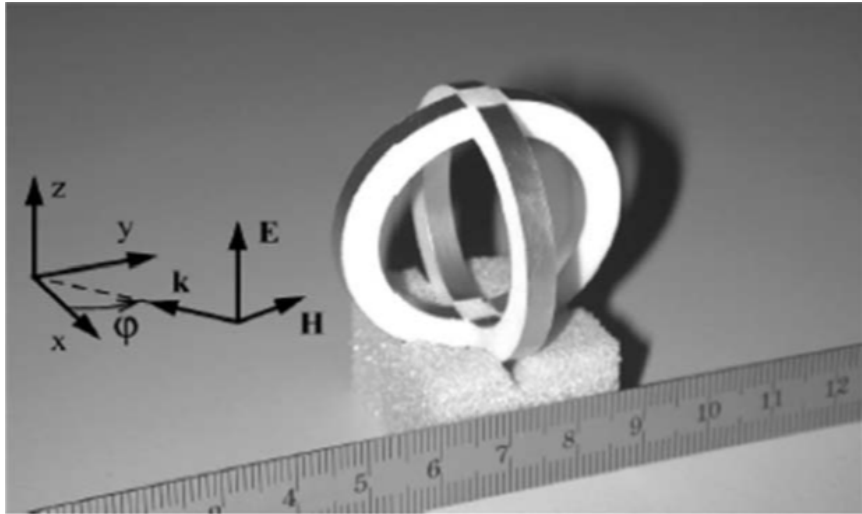


FIGURE 1.6 – Motif bidimensionnel du RAF proposé par Balmaz et Martin [9].

Les mêmes auteurs parlent aussi d'isotropie tridimensionnelle, (figure 1.7), où trois RAFs sont placés perpendiculaires l'un à l'autre. Dans le premier cas figure 1.7 (a), où les dimensions des trois RAFs sont identiques, ils montrent malheureusement que ce type de motif ne constitue en aucun cas un motif isotrope à trois dimensions. Par contre, il y a possibilité d'obtenir une structure isotrope 3-D avec trois RAFs de dimensions différentes figure 1.7(b) [10].

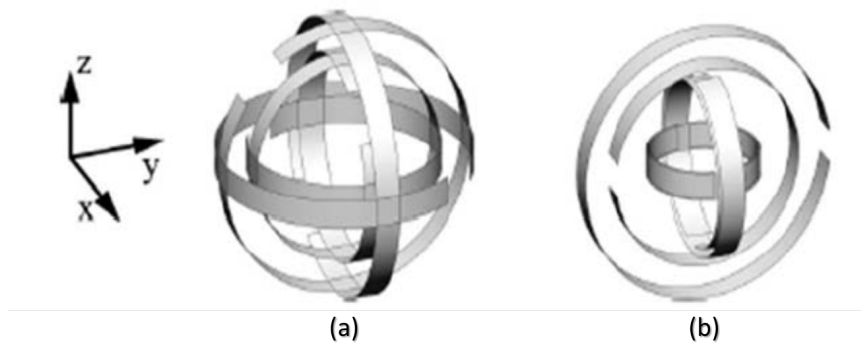


FIGURE 1.7 – Motif tridimensionnel proposé par Balmaz et Martin. (a) Structure composée de trois RAFs identiques perpendiculaires l'un à l'autre. (b) Structure composée de trois RAFs de dimensions différentes perpendiculaires l'un à l'autre.

La figure 1.8 montre le circuit équivalent d'un résonateur en anneau fendu

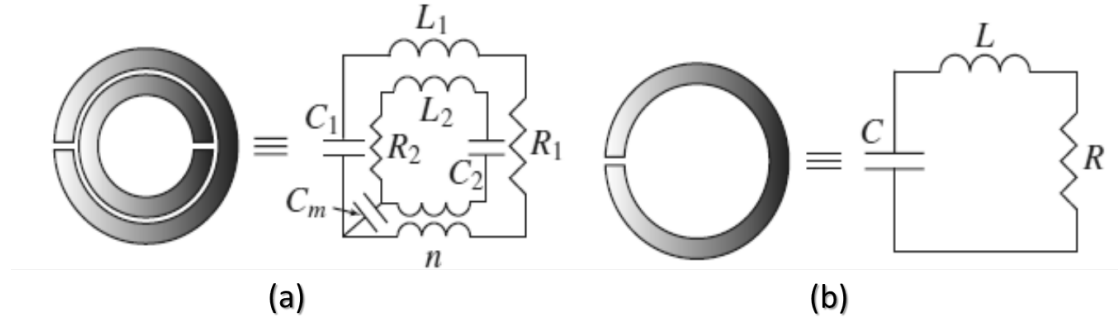


FIGURE 1.8 – Modèle du circuit équivalent du RAF. (a) Configuration d'un RAF double. (b) Configuration simple d'un RAF.

Dans la configuration anneau double, le couplage capacitif et inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage C_m et par un transformateur (rapport de transformation n), respectivement. Dans la figure 1.8(b), l'anneau est équivalent à un circuit RLC résonateur, avec une fréquence de résonance $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Le RAF double est équivalent au RAF simple si le couplage mutuel est faible [5].

1.3.3 Métamatériaux avec ε et μ négatives

Dans [11], Smith et al ont combiné la structure fils fins et " RAFs " de Pendry dans une structure composée vue dans la figure 1.9(a) qui représentait le premier prototype expérimental du métamatériau main gauche [5].

Les métamatériaux décrits ici sont anisotrope et sont caractérisés par :

$$[\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

La structure vue à la figure 1.9(a) est un matériau main gauche unidimensionnel, puisque seulement une direction est permise pour le doublet (E,H) pour avoir une permittivité et une perméabilité négatives ; on a $\varepsilon_{xx}(\omega < \omega_{pe}) < 0$ et $\varepsilon_{yy} = \varepsilon_{zz} > 0$; et une seule direction est permise pour avoir une perméabilité négative, $\mu_{xx}(\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm}) < 0$ et $\mu_{yy} = \mu_{zz} > 0$.

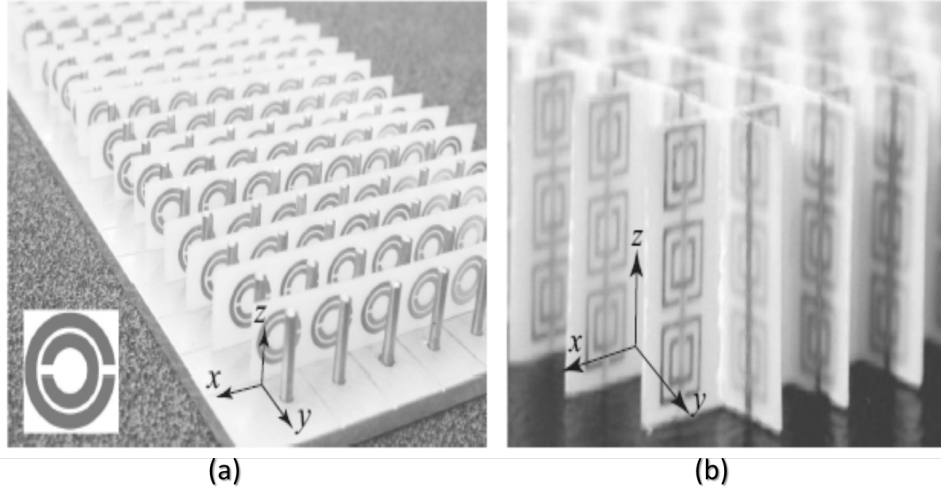


FIGURE 1.9 – Première structure expérimentale main gauche, constituée de fils fins (Thin Wires "TWs") et des RAFs introduite par l'équipe de l'université De la Californie, San Diego. (a) Structure main gauche unidimensionnelle de [11]. Structure main gauche bidimensionnelle [11].

La structure vue dans la figure 1.9(b) est un matériau main gauche bidirectionnel parce que, bien que E doit être dirigé le long de l'axe z des fils, deux directions sont possible pour H , alors $[\varepsilon]$ demeure inchangé, mais $\mu_{xx}, \mu_{yy} < 0$ et $\mu_{zz} > 0$

1.4 Quelques propriétés électromagnétiques des métamatériaux

1.4.1 L'inversion de la loi de Snell-Descartes

Une des remarquables propriétés des milieux main gauche est leurs indices de réfraction négatifs. Dans le cas où la loi de Snell n'est pas inversée, c'est-à-dire que les deux milieux ont le même indice de réfraction, (les deux milieux sont positifs ou les deux sont négatifs), les rayons incidents se réfractent avec un angle θ_t , figure 1.10(a), le vecteur de poyting \vec{S}_2 et le vecteur d'onde \vec{k}_2 sont dans la même direction. La loi de Snell est donnée par :

$$n_i \sin \theta_i = n_t \sin \theta_t \quad (1.17)$$

La figure 1.10(b) montre l'interface entre un milieu main droite et un milieu main gauche, dans ce cas, l'angle d'incidence θ_i et l'angle de réfraction θ_t ont des signes opposés. Le vecteur de poyting \vec{S}_2 et le vecteur d'onde \vec{k}_2 se retrouvent dans deux directions opposées et la loi

de Snell peut être écrite sous une forme plus générale

$$S_1 | n_i | \sin \theta_i = S_2 | n_t | \sin \theta_t \quad (1.18)$$

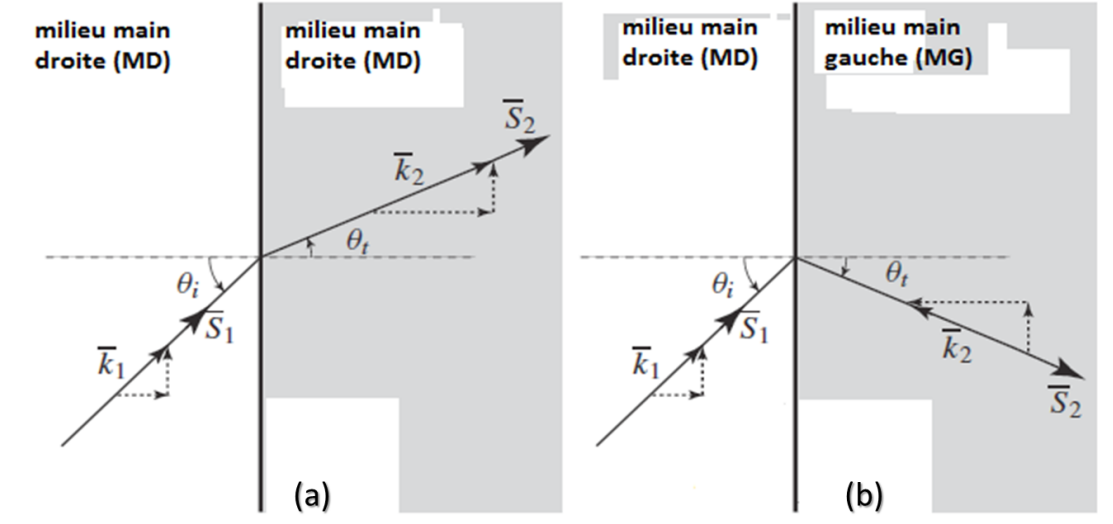


FIGURE 1.10 – Réfraction d'une onde électromagnétique à l'interface entre deux milieux. (a) Cas de deux milieux de même main (soit MD ou MG) : réfraction positive. (b) cas de deux milieux de mains différentes (l'un MD et l'autre MG) : réfraction négative.

1.4.2 L'inversion de l'effet doppler

Quand le récepteur mobile détecte le rayonnement de la source, la fréquence détectée du rayonnement dépend de la vitesse relative de l'émetteur et du récepteur. C'est l'effet de Doppler bien connu.

$\Delta\omega$ est la différence entre la fréquence détectées au récepteur et la fréquence d'oscillation de la source.

$$\Delta\omega = \omega_{source} - \omega_{recepteur} \quad (1.19)$$

$\Delta\omega$ s'écrit en fonction de la fréquence émise par le rayonnement de la source ω_0 , la vitesse à laquelle le récepteur se déplace envers la source ν , la vitesse de phase de la lumière dans le milieu ν_p . Le signe \pm s'applique pour un milieu ordinaire ou un milieu main gauche.

$$\Delta\omega = \pm\omega_0 \frac{\nu}{\nu_p} \quad (1.20)$$

Pour $n < 0$, le décalage de fréquence devient négatif pour ν positif (récepteur se déplaçant vers la source).

L'équation 1.19 peut être écrite sous la forme

$$\Delta\omega = \omega_0 \frac{n\nu}{c} \quad (1.21)$$

1.5 Applications des métamatériaux

1.5.1 Lentilles parfaites

Une lentille parfaite est une lentille qui ne déforme pas l'image, ne l'inverse pas et qui a une résolution infinie (l'image d'un point est strictement un point). Les lentilles convergentes convexes usuelles, d'indice de réfraction supérieur à celui du vide ($n = 1$), forment sur le plan image une image inversée, et où deux points distants de moins d'une demi-longueur d'onde environ ne peuvent être distingués. Cette limite ultime de résolution est due à la diffraction de la lumière incidente sur l'objet imagé. En 2000, J. Pendry proposa la réalisation de " la lentille plate " imaginée par Veselago qui est une simple lame d'indice de réfraction égale à -1. Il réalisait ainsi en pratique mais pour certaine fréquence seulement, le milieu optique imaginé par V. Veselago. Toutefois, en 2005, l'équipe de Xiang Zhang à l'Université de Los Angeles a démontré expérimentalement une résolution supérieure à un cinquième de longueur d'onde à travers un métamatériau constitué d'un mince film d'argent pris en sandwich entre deux couches de semiconducteur, pour une fréquence du domaine visible [12].

La figure 1.11 montre l'image produite par une lentille convexe (milieu MG), et une plaque MD.

Les ondes évanescentes sont fortement atténuées et n'atteint pas le plan image. Pendry a montré comment l'amplitude des ondes évanescentes peut être reconstituée par le milieu main gauche (MG) [13].

La reconstitution des harmoniques de fourier évanescentes à $x=2d$ implique l'amplification de chaque harmoniques de fourier à l'intérieur du milieu MG (figure 1.12) [14].

1.5.2 Cape d'invisibilité

La fabrication de la première cape d'invisibilité en micro-onde a été développée par John Pendry en 2006. Il a proposé un métamatériau dont les champs électromagnétiques peuvent

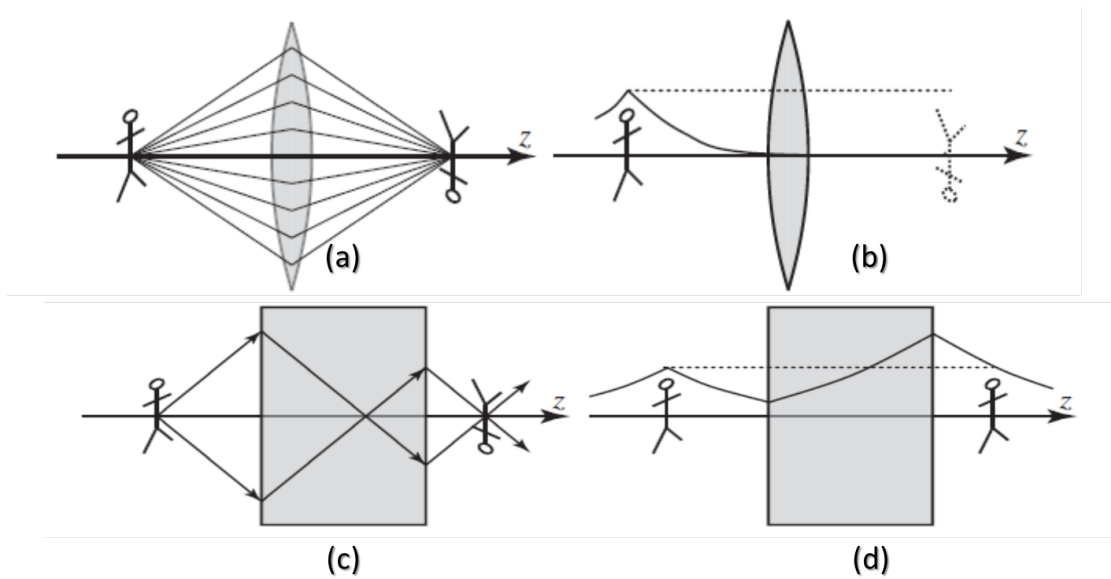


FIGURE 1.11 – Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG. (a) lentille MD pour des ondes incidentes propagées : La focalisation se produit. (b) lentille de focalisation pour ondes évanescentes incidentes : la source d'information n'atteint pas la source. (c) plaque MG avec $\varepsilon = \mu = -1$ pour des ondes incidentes propagées : la focalisation se produit. (d) plaque MG avec $\varepsilon = \mu = -1$ pour des ondes évanescentes incidentes : l'information atteint la source due à l'augmentation de l'énergie à l'intérieur de la plaque.

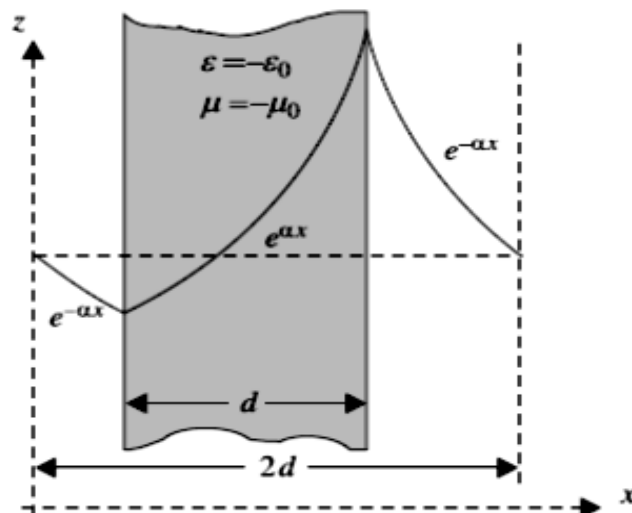


FIGURE 1.12 – Diagramme d'amplitude pour une harmonique de Fourier évanescente pour une lentille parfaite. L'amplitude suit les courbes $\exp(\pm ax)$ [14].

être contrôlés et manipulés. Cette cape d'invisibilité détourne les ondes centimétriques ou micro-ondes, figure 1.13, cette propriété résulte de la présence de mini circuits de taille inférieure à la longueur d'onde et de l'architecture en anneaux concentriques [12].

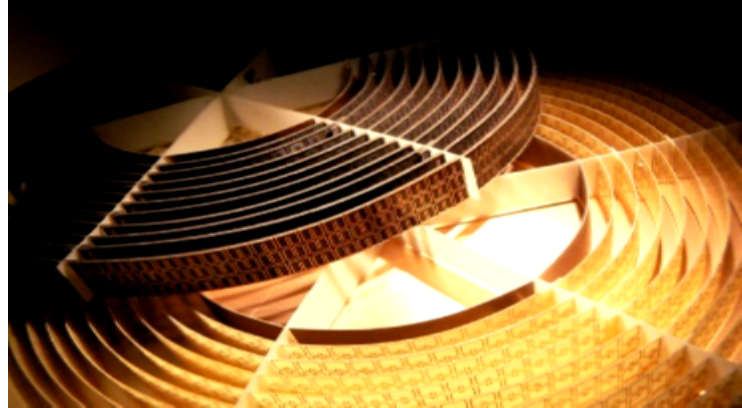


FIGURE 1.13 – La cape d'invisibilité de J.Pendry [12].

1.5.3 Application aux antennes

L'utilisation des métamatériaux dans les antennes vise à améliorer leurs caractéristiques, comme le gain et la directivité.

En plaçant un matériau main gauche dans l'environnement proche d'une antenne patch, figure 1.14, le gain et la directivité sont améliorés [10]³.

En effet, l'antenne est plus directive avec une ouverture à -3 dB de 30° au lieu de 100° pour l'antenne en absence de métamatériau. Le gain est aussi amélioré. La figure 1.15 montre une comparaison entre le gain d'une antenne patch seule et le gain de la même antenne en présence de métamatériau. Cette influence du matériau Main Gauche sur l'antenne patch peut être expliquée par une modification dans la représentation du champ rayonné. La figure 1.16 compare la distribution du champ E en l'absence et en la présence du matériau Main Gauche.

Dans le cas de l'antenne toute seule, le champ E rayonné par l'antenne est équiparti dans la boîte de rayonnement utilisée pour la simulation sous HFSS⁴. Dans le cas où le matériau Main Gauche est au-dessus de l'antenne, on observe une focalisation du champ E dans la demi-sphère représentant le matériau Main Gauche qui est ensuite reparti uniformément

3. Cette application de métamatériau à l'environnement de l'antenne proposé par " Shah Nawaz Burokur " reste un exemple parmi d'autres proposés par d'autres auteurs, qui ont utilisé d'autres types d'antennes et de métamatériaux ainsi que différentes techniques d'application.

4. HFSS : High Frequency Structure Simulator.

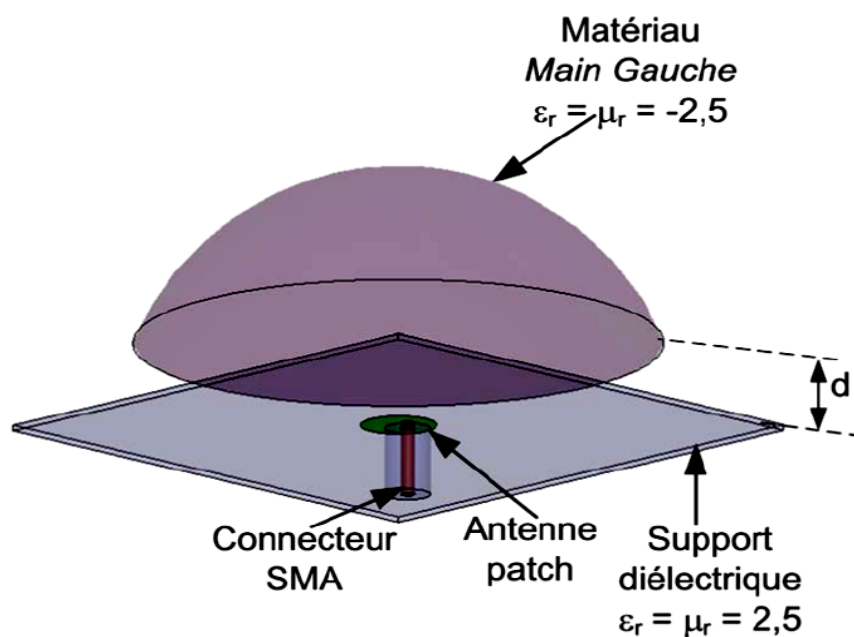


FIGURE 1.14 – Schéma du dispositif où le métamatériau Main Gauche est placé au dessus de l'antenne patch.

dans l'espace libre. Cette modification de distribution de champ E dans l'environnement de l'antenne entraîne une amélioration du gain et de la directivité.

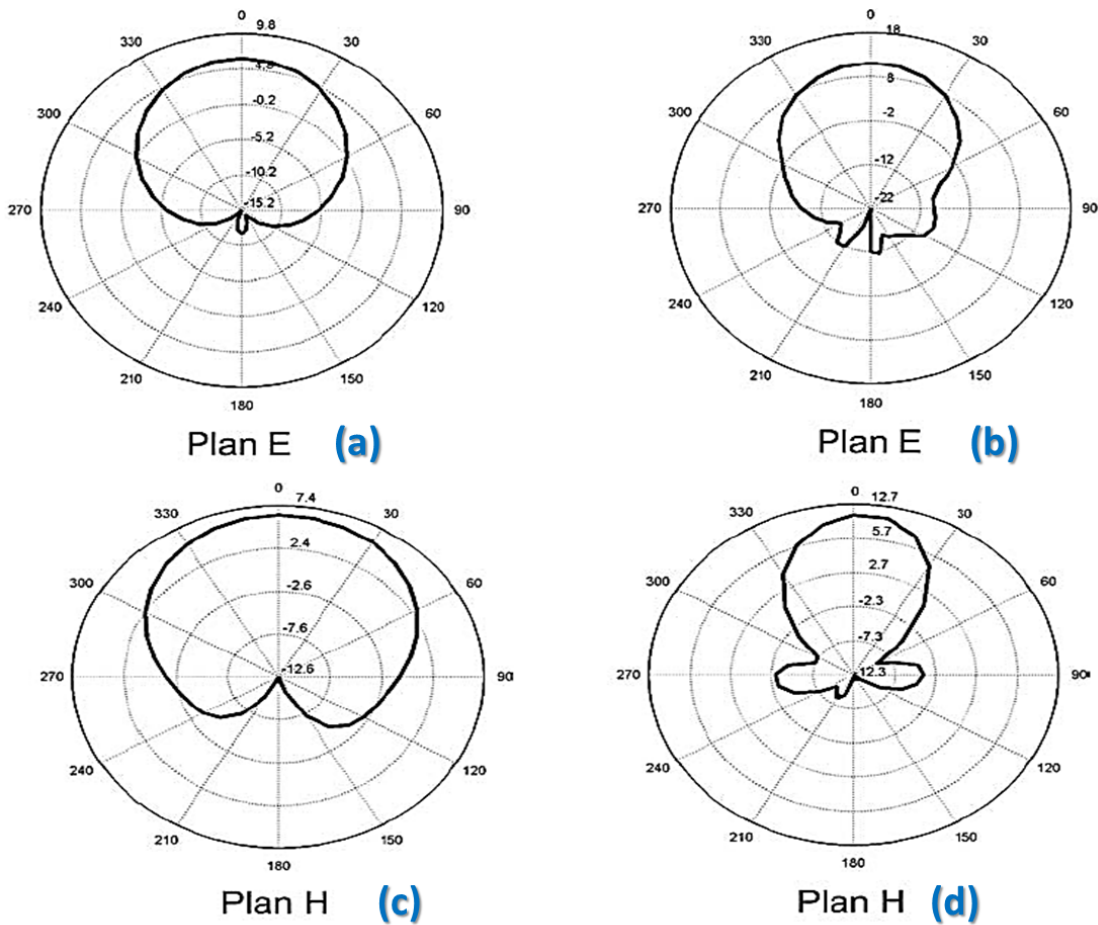


FIGURE 1.15 – Comparaison du gain de l'antenne avec et sans métamatériau. (a) et (c) antenne patch en absence de métamatériau. (b) et (d) antenne patch en présence de métamatériau [10].

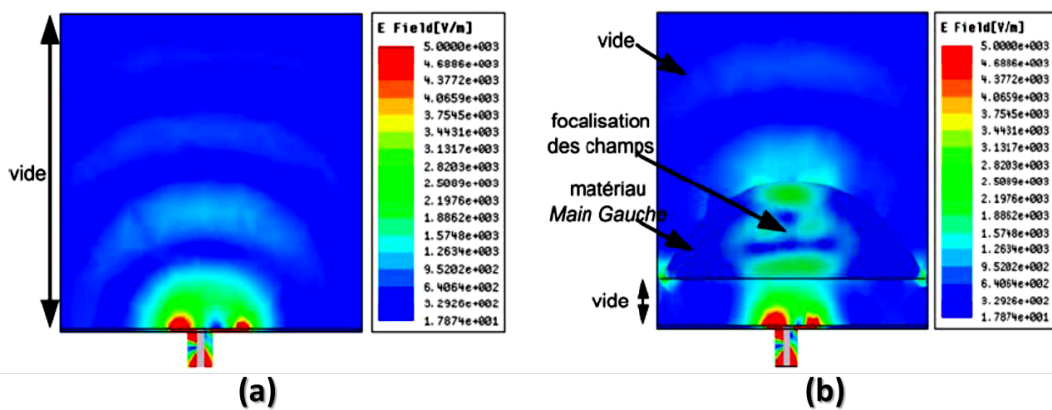


FIGURE 1.16 – Distribution du champ E : (a) antenne seule. (b) antenne en présence du métamatériau.

Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté quelques notions sur les matériaux et les métamatériaux à savoir la permittivité et la perméabilité, la vitesse de groupe et de phase. Les métamatériaux peuvent présenter une permittivité et/ou une perméabilité négative dans certaines fréquences et dans des directions bien définis. Parmi les conséquences d'un indice de réfraction négatif est l'inversion de loi de Snell et l'inversion de l'effet Doppler. Les métamatériaux ont ouvert la porte pour de nombreuses applications à l'instar des lentilles parfaites, les structures dissimulées, Applications aux antennes, etc.

2

Technologie RFID (Radio Frequency IDentification), conception et développement

Introduction

La technologie RFID (*Radio Frequency IDentification*) - ou identification par fréquence radio - fait partie des technologies d'identification automatique, au même titre que la reconnaissance optique de caractères ou de codes barre. Le but de ces technologies 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. Pour notre travail, on étudiera ces antennes et on va voir que le principal challenge pour la conception des antennes RFID est le transfert de puissance de l'antenne vers le circuit intégré ou bien du circuit intégré vers l'antenne. L'adaptation d'impédance de l'antenne au circuit intégré, le substrat sur lequel l'antenne est posée, la technologie utilisée pour la fabrication, sont tous des paramètres qui définissent les performances de l'antenne.

Il existe une variété presque infinie de systèmes RFID ; différents types de mémoire, différentes fréquences, différentes portées, différents types d'alimentation.

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. Pendant longtemps, le prix des étiquettes RFID, leur encombrement ainsi que le manque de normalisation ont limité leur développement.

Après des années de recherche, de miniaturisation et d'efforts de normalisation, la technologie RFID vit une étape majeure de son développement. L'identification sans contact est devenue un champ de recherche interdisciplinaire indépendant, qui mêle des domaines tels que les technologies radio, les technologies des semi-conducteurs, la protection des données, ou la téléinformatique.

Dans ce chapitre, on va donner quelques notions sur les systèmes RFID (Section 2.2), puis on va voir les substrats et leurs caractéristiques diélectriques (section 2.3). Dans la section 2.4 on parlera des antennes RFID, on va donner quelques exemples d'antennes, leurs diagrammes de rayonnement et le tracé de la perte de réflexion (return loss) en fonction de la fréquence.

L'intégration capteur/RFID est une technologie prometteuse qui permet de concevoir un capteur sans fil (section 2.5). Enfin quelques applications des systèmes RFID seront vues dans la section 2.6.

2.1 Historique sur la technologie RFID

La notion de RFID (identification par fréquences radio) date de la 2ème guerre mondiale; elle est liée au développement de la radio et du radar. Pour savoir si les avions qui arrivaient dans l'espace aérien britannique étaient amis ou ennemis, les alliés plaçaient dans leurs avions d'imposantes balises, ou transpondeurs, afin de répondre aux interrogations de leurs radars. Ce système, dit IFF (*Identify : Friend or Foe*; de nos jours, le contrôle du trafic aérien reste basé sur ce principe), est la première utilisation de la RFID. La première étude dont on dispose sur le sujet est un travail de Harry Stockman [15], qui sera suivi notamment par les travaux de F. L. Vernon [16] et ceux de D.B. Harris [17]. Ces deux derniers articles sont considérés comme les fondements de la RFID et décrivent les principes qui sont toujours utilisés aujourd'hui.

Durant les années 1960 et 1970, les systèmes RFID restent une technologie confidentielle, à usage militaire pour le contrôle d'accès aux sites sensibles, notamment dans le secteur nucléaire. Les avancées technologiques permettent l'apparition du tag passif. L'ab-

sence de source d'énergie embarquée rend le tag moins coûteux. Le tag reçoit son énergie par le signal du lecteur. Les distances de lecture obtenues sont de quelques centimètres. A la fin des années 1970, la technologie se répand dans le secteur privé. Une des premières applications commerciales est l'identification de bétail en Europe. Dès le début des années 1980, plusieurs sociétés européennes et américaines se mettent à fabriquer des tags RFID.

1990 marque le début de la normalisation pour une interopérabilité des équipements RFID. En 2004, Le Auto-ID Center du MIT devient EPCglobal, une organisation dont le but est de promouvoir la norme EPC (*Electronic Product Code*) - sorte de super code barre stocké dans un tag RFID -, élaborée par les universitaires et adoptée par l'industrie.

2.2 Introduction à l'identification par fréquence radio

2.2.1 Fonctionnement

Un système RFID se compose de deux éléments : l'étiquette (tag) et le lecteur (voir figure 2.1).

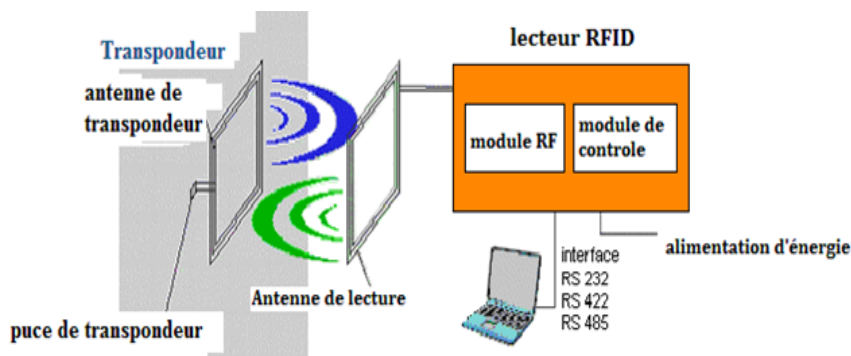


FIGURE 2.1 – Le lecteur et le transpondeur sont les principales composantes de tout système RFID.

Le tag appelé également transpondeur, pour *transmitter-responder*, comprend une puce, dotée d'une mémoire, reliée à une antenne.

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 champs électromagnétiques et la communication par ondes radio.

La communication par champs électromagnétiques : Dans le cas des basses fréquences (moins de quelques MHz), un courant alternatif dans l'antenne du lecteur induit du 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 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 les coûts de fabrication.

La 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 reçu.

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 leur 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 rétention 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, mais ils ont aussi une espérance de vie plus courte, sont plus gros, plus chers à produire [18]. La figure 2.2 montre des étiquettes RFID.

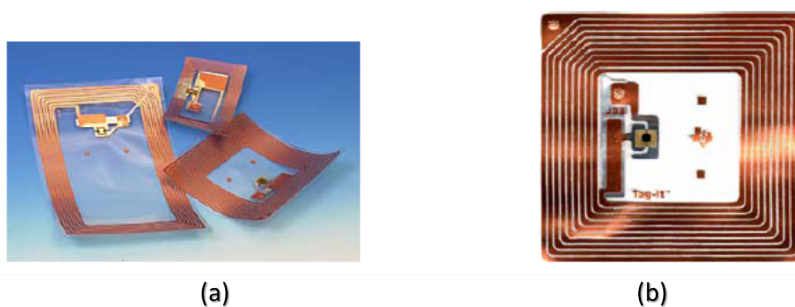


FIGURE 2.2 – *transpondeur et antenne. (a) le transpondeur et l’antenne sont fins et souples, collés sur un autocollant. Source : Texas Instruments. (b) on distingue bien le transpondeur au centre, entouré d’une antenne de cuivre bobinée. Source : Texas Instruments.*

2.2.2 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 le désaccord tag [19]. L’antenne du tag RFID doit être directement adapté au circuit intégré qui présente principalement une impédance d’entrée complexe. C’est parce que afin de 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 (Voir figure 2.3).

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 [20]. En d’autres termes, la partie réelle de l’impédance d’entrée doit être égale à la partie réelle de l’impédance de la charge, et la partie imaginaire de l’impédance d’entrée de l’antenne doit être égale à l’opposé de la partie imaginaire de l’impédance de la charge.

$$Z_{ANT} = Z_{charge}^* \quad (2.1)$$

Kurokawa [21] décrit le concept de l’énergie de l’onde se déplaçant entre le générateur et la charge et il introduit le coefficient de réflexion $|S|^2$ comme le montre l’équation 2.2.

$$|S|^2 = \left| \frac{Z_{charge} - Z_{ANT}^*}{Z_{charge} + Z_{ANT}} \right|^2, 0 \leq |S|^2 \leq 1. \quad (2.2)$$

Ce coefficient de réflexion montre que le maximum de puissance fournie par l'antenne n'est pas totalement délivré à la charge [22]. En conséquence, obtenir un transfert maximum de puissance de l'antenne à la charge se traduit par la minimisation de $|S|^2$.

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.

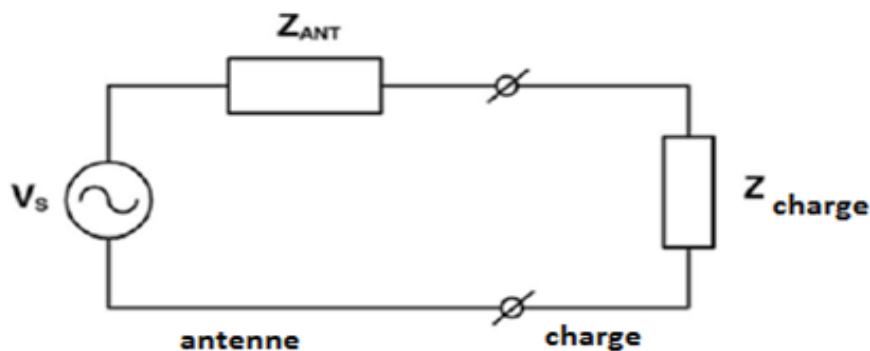


FIGURE 2.3 – Circuit équivalent d'un tag RFID.

2.3 Les substrats flexibles

Le choix du substrat papier sur lequel l'antenne sera posée est très important. La caractérisation électrique du substrat est une étape critique pour concevoir l'antenne RFID. En effet, la connaissance des propriétés diélectrique comme la constante diélectrique (ϵ_r) et la tangente de perte ($\tan \delta$) est nécessaire pour la conception de n'importe quelle structure à haute fréquence.

Le polymère en cristal liquide Le LCP (*Liquid Crystal Polymer*) possède des qualités attractives, c'est un substrat peu coûteux avec des performances élevées, ses pertes sont faibles, flexible et il a une faible perméabilité à l'eau. La caractérisation diélectrique du substrat LCP a été effectuée jusqu'à 110 GHz en utilisant les méthodes décrites auparavant. La constante diélectrique vaut $\epsilon_r = 3.16 \pm 0.05$ et la tangente de perte $\tan \delta < 0.0049$. Cela prouve l'utilisation large de LCP dans différentes applications comme les antennes, les filtres microondes et d'autres applications se prolongeant dans tout le spectre de fréquence d'onde millimétrique.

2.4 Les 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 qu'une antenne RFID doit acquérir. La majorité des tag RFID sont passif dû au cout 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 montré sur la figure 2.4.



FIGURE 2.4 – Schéma bloc d'un tag RFID.

2.4.1 Antenne RFID avec stubs

Antenne sous forme de U

L'antenne est un dipôle demi-onde $\lambda/2$ qui a un diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel. Le *stub résistif* et le *stub inductif* constituent le réseau d'adaptation de l'antenne (Voir figure 2.5) [25]. Cette méthode d'introduction de stubs est très efficace dans l'adaptation de n'importe quelle impédance de circuit intégré (Z_{IC}). Donc le but est d'adapter l'impédance de l'antenne à celle du circuit intégré selon l'équation 2.1.

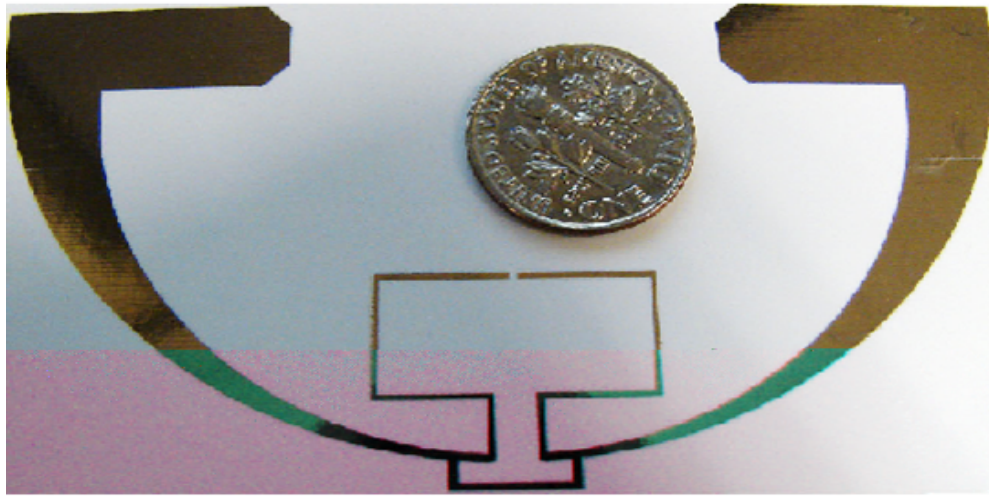


FIGURE 2.5 – Antenne RFID avec un réseau d'adaptation [25].

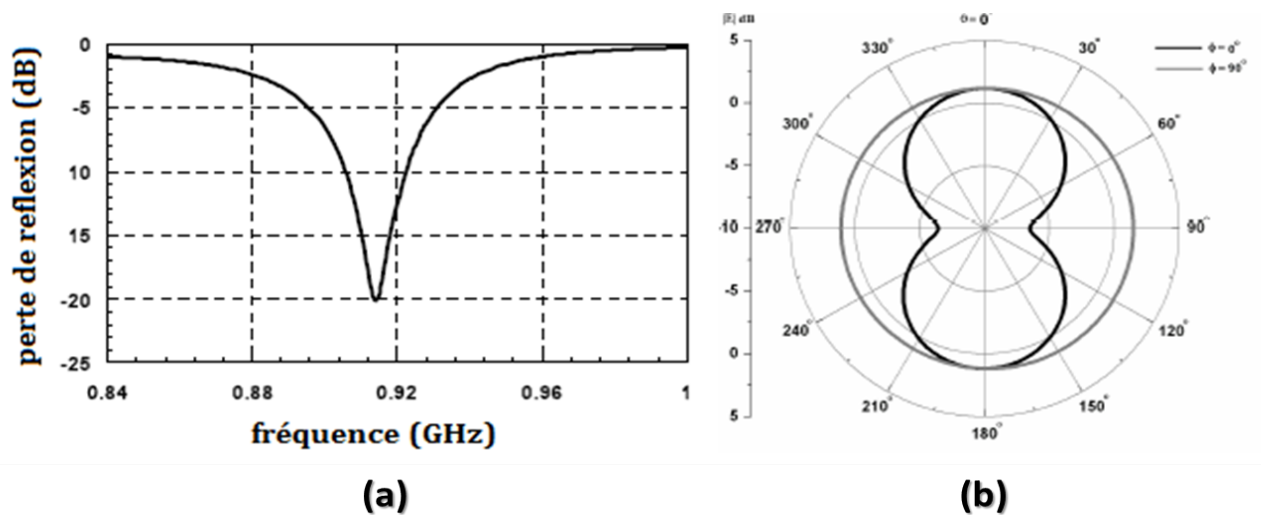


FIGURE 2.6 – (a) perte de réflexion S_{11} de l'antenne RFID UHF. (b) diagramme de rayonnement omnidirectionnel de l'antenne RFID (Plan E $\phi = 90^\circ$ et plan H $\phi = 0^\circ$) [25].

L'antenne est conçu pour couvrir la bande de fréquence 902 → 928 MHz, Le circuit intégré présente une impédance stable Z_{IC} de $16 - j350\Omega$ dans cette bande de fréquence. Le tracé de la perte de réflexion¹ (PR) est montré sur la figure 2.6 (a) définit par une valeur de $PR < -10\text{dB}$ dans la bande de 905 → 925 MHz.

Antenne sous forme de S

L'antenne est un dipôle demi-onde $\lambda/2$ sous forme d'un S. cette antenne est caractérisée par sa longue portée de lecture et une efficacité de 95%.l'antenne est fabriquée avec du cuivre d'une épaisseur de $18\mu\text{m}$ sur un substrat LCP ($\epsilon_r=3.16, \tan \delta=0.00192$) flexible, peu couteux et facilement manufacturable d'une épaisseur de $50.8\mu\text{m}$. Le stub résistif est utilisé pour régler la résistance de l'antenne afin qu'elle soit adapté à celle du circuit intégré. Le stub inductif est aussi utilisé comme un élément de réglage réactif de l'antenne [26] (Voir figure 2.8).

Les performances des paramètres de l'antenne sont montrées dans le tableau 2.1. Les valeurs de la perte de réflexion calculée à 915 MHz basé sur l'impédance du circuit intégré $Z_{IC} = 73 - j113\Omega$ pour la simulation et la mesure sont respectivement -36.7 dB et -31.7 dB.

| Impédance d'entrée (simulation) | Impédance d'entrée (mesure) | directivité mesurée | Efficacité | portée de lecture |
|---------------------------------|-----------------------------|---------------------|------------|-------------------|
| $59.7 + j96.4\Omega$ | $49 + j106\Omega$ | 2.18dBi | 95% | 9.45m |

TABLE 2.1 – Performance des paramètres de l'antenne et portée mesurée.

La perte de 5% dans l'efficacité est due principalement à la quantité de rayonnement perdu dans le réseau d'adaptation. La longueur j du stub résistif est réduite à moitié pour observer la différence de performance. L'impédance d'entrée simulée de l'antenne devient $44 + j100.1\Omega$ la résistance diminue (perte de réflexion élevée).

La simulation de l'impédance d'entrée de l'antenne RFID est montrée sur la figure 2.7. Le diagramme de rayonnement est montré sur la figure 2.9.

1. La perte de réflexion (" return loss " en anglais) représente la fraction de la puissance réactive sur la puissance transmise. Cette perte est minimale à la fréquence de résonance.

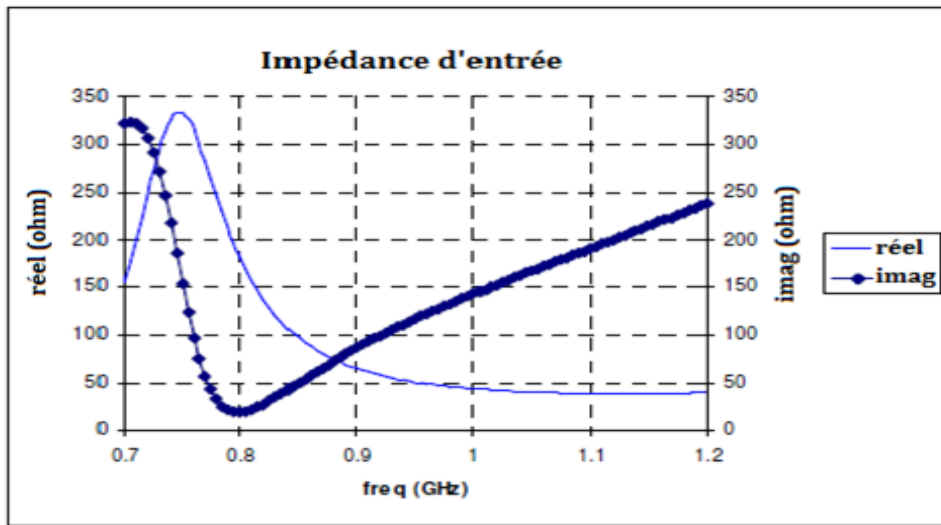


FIGURE 2.7 – Simulation de l'impédance d'entrée de l'antenne RFID.

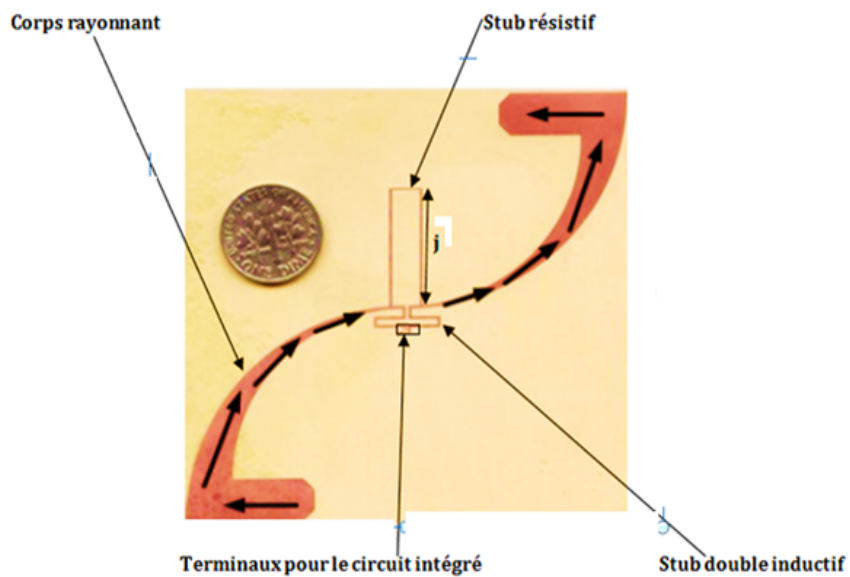


FIGURE 2.8 – Antenne RFID avec stub (le courant étant dans une seule direction).

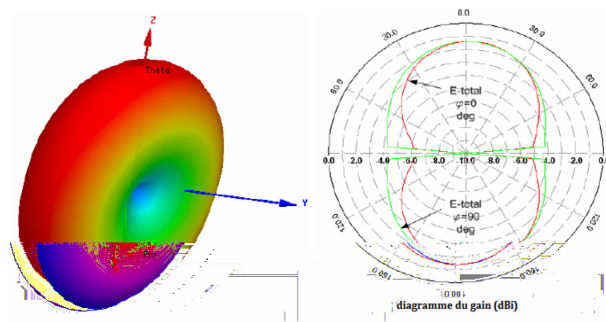


FIGURE 2.9 – Rayonnement du champ lointain 3-D et 2-D.

Le circuit équivalent de l'antenne sous forme de S est montré sur la figure 2.10. Le corps rayonnant se compose d'une résistance R_p placée en série avec une capacité C_p . R_s et L_s représentent l'effet du substrat. C_E est le couplage capacitif entre les deux branches de l'antenne en forme de S. En ajoutant le stub inductif double il y aura seulement un changement dans les valeurs.

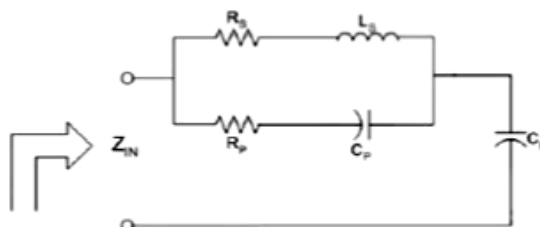


FIGURE 2.10 – Modèle du circuit équivalent d'une antenne RFID.

En ajoutant le stub résistif, un circuit en parallèle est ajouté (figure 2.11).

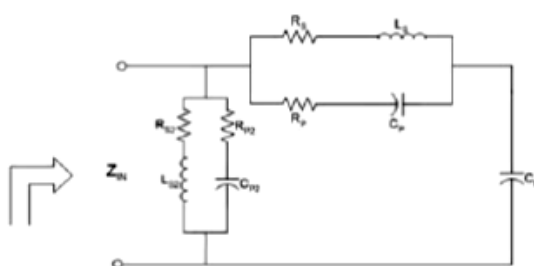
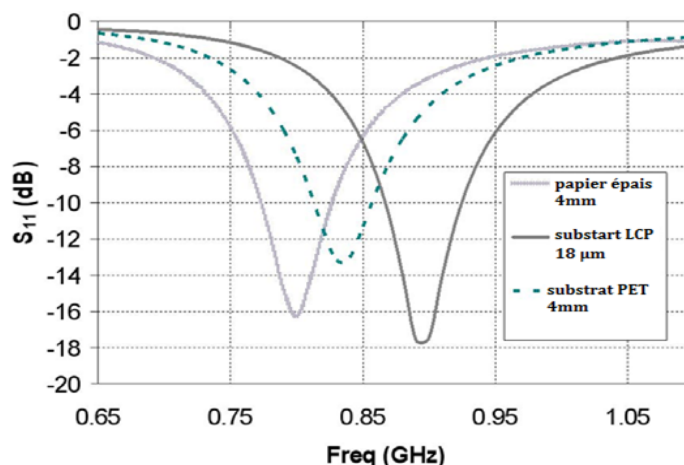


FIGURE 2.11 – Modèle du circuit équivalent d'une antenne RFID avec stub résistif et inductif.

2.4.2 Effet des différents substrats sur les paramètres de l'antenne

Afin de voir l'effet des différents substrats sur les paramètres de l'antenne comme la résonance, la bande passante et le rayonnement ; l'antenne sous forme de S a été simulée pour trois configuration pratique : sur un substrat PET [*Polyethylene terephthalate*, ($\epsilon_r=2.25, \tan \delta=0.001$)] d'épaisseur 4 mm, papier d'épaisseur 4 mm ($\epsilon_r=3.28, \tan \delta=0.006$ [26]).

Le décalage de la fréquence de résonance est de 95 MHz pour le papier et 60 MHz pour le PET par rapport à l'antenne origine posée sur un substrat LCP avec une fréquence de résonance de 895 MHz. Les pertes de réflexion sont importantes pour le substrat PET par rapport au substrat LCP (Voir figure 2.12).

FIGURE 2.12 – Perte de réflexion (return loss) S_{11} pour différents substrats.

2.4.3 Bandes de fréquences permises pour les antennes RFID

Par ce que les systèmes RFID génèrent et rayonnent des ondes EM, ils sont légalement classés dans les systèmes radio. En aucun cas ils ne doivent gêner les fonctions des autres systèmes radio comme les communications radio des services militaires, de police, de sauvetage, les communications grandes et moyennes ondes radio ou encore la télévision et les téléphones portables. Il est donc impératif de ne pas utiliser pour les communications RFID, les fréquences d'autres utilisateurs et, à la vue du nombre croissant de ces derniers, les plages de fréquence disponibles sont restreintes. C'est la raison pour laquelle il n'est possible d'utiliser que des gammes de fréquences allouées aux applications industrielles, scientifiques ou bien encore médicales, appelées les bandes ISM (Industrial Scientific Medical).

- Bande de fréquences entre 9 - 135 kHz

La bande en dessous de 135 kHz est largement utilisée par les services radio car elle n'est pas réservée ISM. Les conditions de propagation dans cette bande de fréquences grandes ondes permet d'atteindre des endroits situés à 1000 km à la ronde. On compte parmi ces systèmes des services radio pour la navigation maritime ou aéronautique.

- Bande de fréquences à 6.78 MHz

La bande 6.765 - 6.795 MHz appartient à la Bande de fréquences en ondes courtes. Les conditions de propagation proposent des portées courtes et des portées allant jusqu'à 100km, de jour et plus de 1000 km la nuit. Les services de presse, de météorologie ou encore d'aéronautique sont les principaux utilisateurs.

- Bande de fréquences à 13.56 MHz

La bande de fréquences comprises entre 13.553 et 13.567 MHz se situe au milieu de la bande de courte longueur d'onde. Elle est majoritairement utilisée pour des systèmes RFID inductifs. C'est la Bande de fréquences actuellement la plus utilisée pour des applications RFID.

- Bande de fréquences à 27.125 MHz

Cette bande de fréquences ISM d'une largeur de 326 kHz est comprise dans la bande allouée aux communications radio (allant de 26.565 à 27.405 MHz) aussi bien en Europe qu'au Canada et aux USA. En plus des systèmes radio inductifs pour la RFID, on trouve dans cette bande des applications pour le médical mais aussi des équipements de soudure fonctionnant à HF. Il est donc important de prendre ces applications en compte pour la mise en place de systèmes RFID à cette fréquence car ils pourraient être perturbés par les forts champs HF générés par les équipements de soudure, par exemple, ou pourraient perturber eux-mêmes des installations médicales.

- Bande de fréquences à 40.680 MHz

Cette bande de fréquences a une largeur de 40 kHz et se situe au bas de la bande VHF (*Very High Frequency*). La propagation de ces ondes est limitée par le sol et de ce fait, les signaux sont moins amortis par des immeubles ou autres objets sur le chemin de propagation. Cette fréquence n'est que peu utilisée car la longueur d'onde qui lui est associée est trop grande pour mettre en place des tags de taille assujettie à cette même longueur d'onde.

- Bande de fréquences à 433.920 MHz

Cette bande de fréquences, d'une largeur de 1.74MHz fait partie de la bande allouée au radio amateurisme (de 430 à 440 MHz). Elle est utilisée non seulement par des applications RFID mais également par des applications de télémétrie, d'intercommunication (*talkie-walkie*) et ce en assez grande quantité pour que des interférences gênantes interviennent.

- Bandes de fréquence à 869 MHz, à 915 MHz et à 960 MHz

La première plage de fréquences comprises entre 868 et 870 MHz a été permise pour des dispositifs de courte portée (SRD : Short Range Device) en Europe depuis 1997 et de ce fait est utilisée pour des applications RFID. Les deuxièmes et troisièmes bandes sont les homologues de la première en Amérique du Nord et en Asie mais ne sont pas

permises en Europe.

- Bande de fréquences à 2.45 GHz

Cette bande d'une largeur de 83.5 MHz partage les fréquences avec des applications de radio amateurisme et des services de localisation radio. Les conditions de propagation dans cette gamme UHF (Ultra High Frequency : 300 MHz - 3 GHz) sont telles que des objets comme des immeubles par exemple, réagissent en bons réflecteurs et atténuent fortement le champ EM. En plus de dispositifs RFID, on trouve dans cette bande ISM des applications comme les systèmes PC LAN (Local Area Network) pour la mise en réseau sans fil d'ordinateurs.

- Bande de fréquences à 5.8 GHz

Comme la bande de fréquence à 2.45 GHz, cette bande, d'une largeur de 150 MHz, partage les fréquences avec d'autres applications radio que les systèmes RFID, comme les détecteurs de mouvement permettant d'ouvrir portes et barrières.

2.5 Intégration RFID/capteur

2.5.1 Module du capteur et circuit intégré

Cette technologie consiste à intégrer un capteur sur le substrat avec un circuit intégré et une antenne RFID. Le capteur utilisé est le LM94022 qui est un capteur de température analogique, la tension de sortie est donnée en fonction de la température. Le diagramme de connexion et la caractéristique de transfert sont montrés sur la figure [2.13](#).

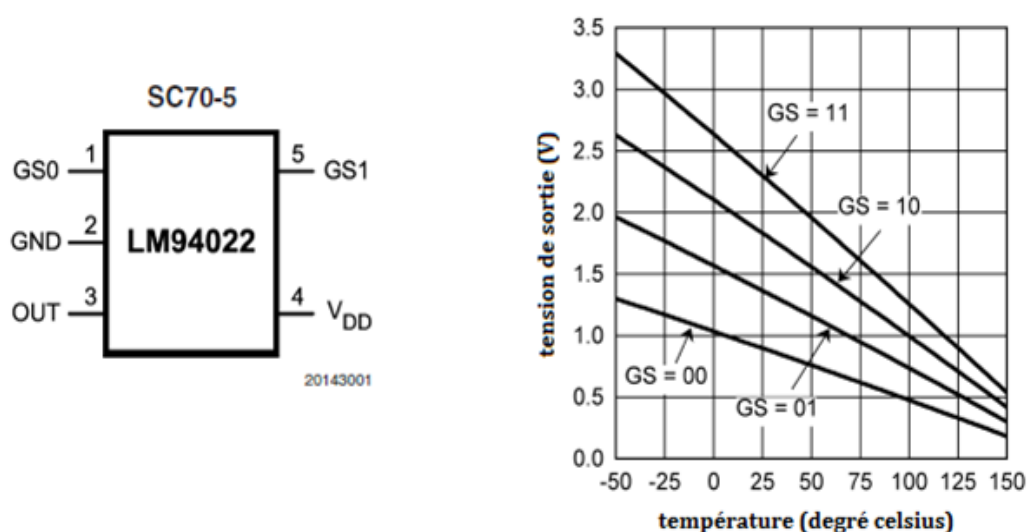


FIGURE 2.13 – Capteur de température LM94022. (a) Diagramme de connexion. (b) Caractéristique de transfert.

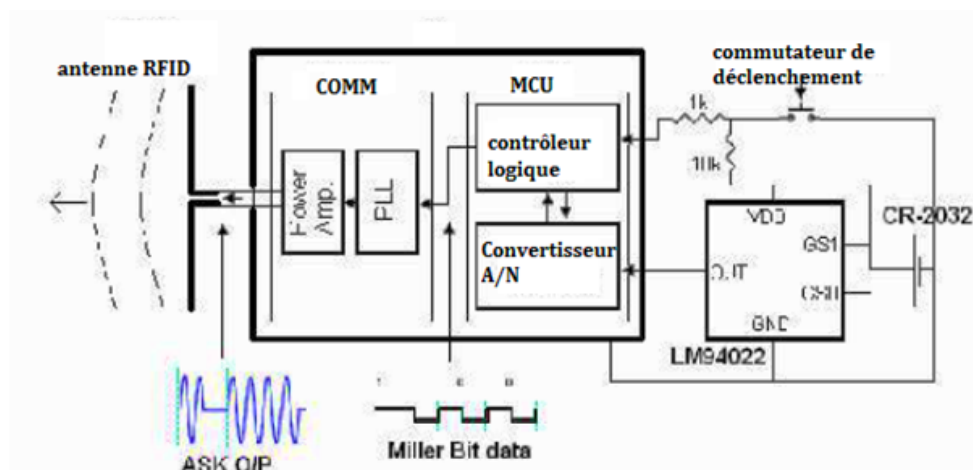


FIGURE 2.14 – Schéma Circuit du module RFID [27].

Le module RFID comprend le capteur de température, le circuit intégré et l'antenne RFID (Voir figure 2.14).

En résumé, le capteur génère une tension en fonction de la température, le convertisseur A/N permet de convertir cette tension en données numériques, Le contrôleur logique code ces données qui seront transmises au module COMM. Dans le module COMM, le PLL a pour rôle de moduler le signal codé, puis il sera amplifié et envoyé par l'antenne RFID.

La dimension de l'antenne imprimée est de $8\text{cm} \times 15\text{cm}$, la permittivité diélectrique ϵ_r et la tangente de perte $\tan \delta$ du papier avaient été précédemment déterminées par [25] (Voir

figure 2.15).

La perte de réflexion est montrée dans la figure 2.16 au dessous, cette antenne opère de 427.14 MHz à 455.27 MHz centrée autour de 440 MHz, adaptée à une charge de 50Ω et présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel [27].

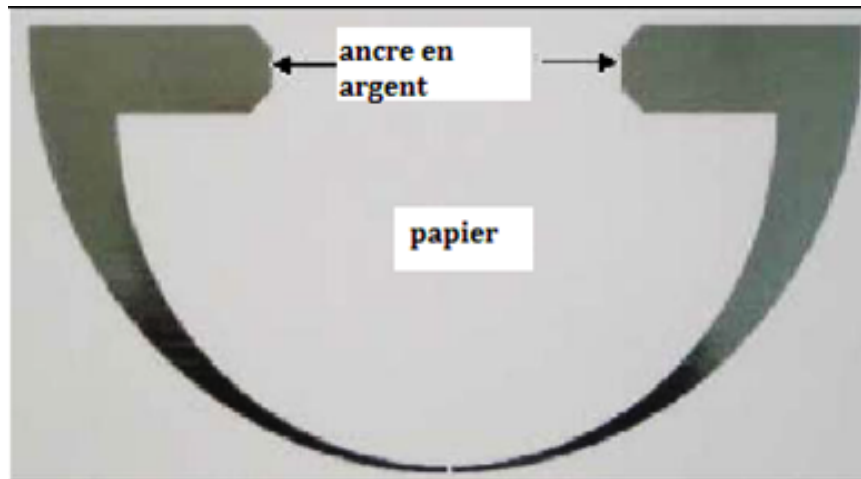


FIGURE 2.15 – Antenne demi onde sous forme de U fabriquée par la technologie de pulvérisation d'ancre sur le papier [27].

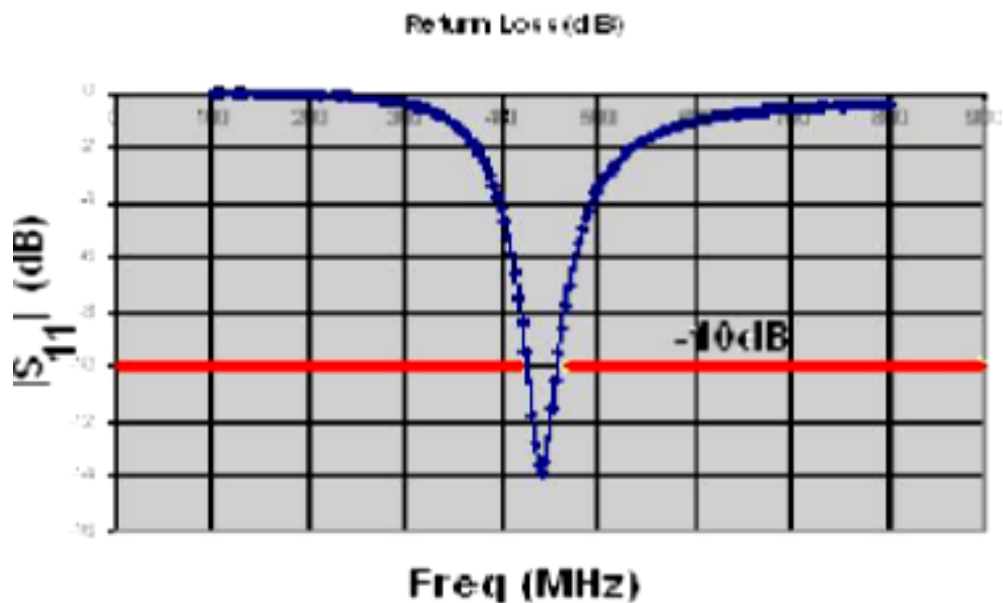


FIGURE 2.16 – Perte de réflexion (dB) de l'antenne imprimée par la pulvérisation d'ancre sur le papier [27].

La figure 2.17 montre une image réelle d'un dipôle basé sur le module de capteur sans fil intégré dans un substrat papier utilisant la technologie d'impression par pulvérisation de l'ancre (*inkjet printing technology*).

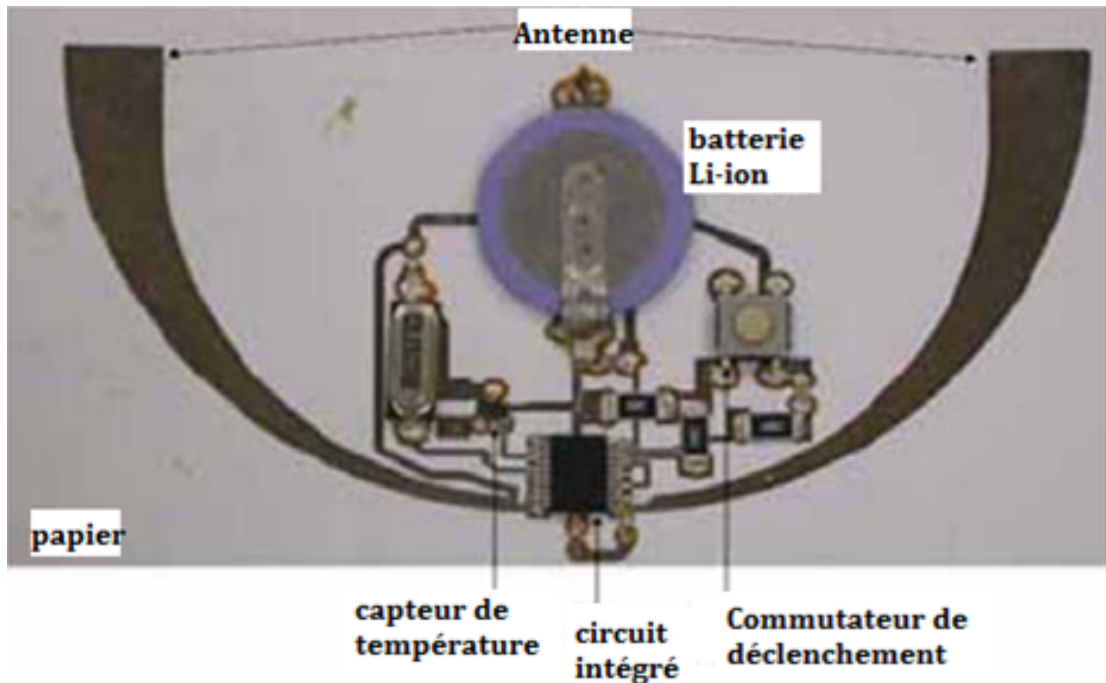


FIGURE 2.17 – Dipôle basé sur le module de capteur sans fil intégré dans un substrat papier utilisant la technologie d'impression par pulvérisation de l'ancre.

2.6 Applications

2.6.1 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. Sur la figure 2.18 (a) On remarque sur le bas du passeport le symbole qui marque la présence d'une puce RFID, et la figure 2.18 (b) est un agrandissement de cette puce [28].

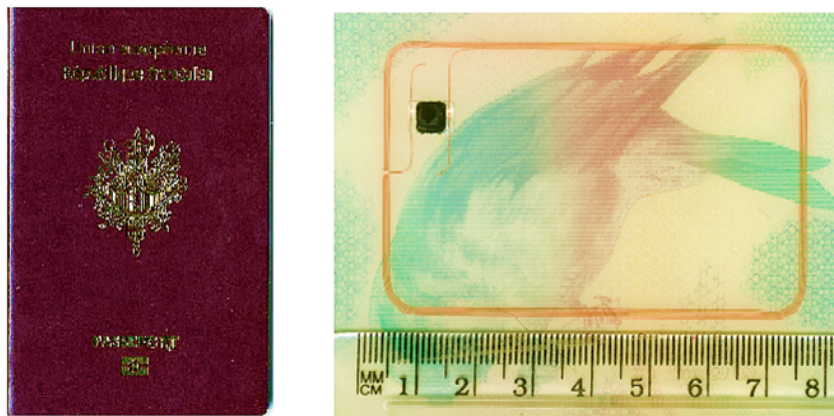


FIGURE 2.18 – (a) Passeport électronique. (b) puce du passeport électronique

2.6.2 Les hôpitaux tracent leurs patients

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 (Voir figure 2.19) [28].

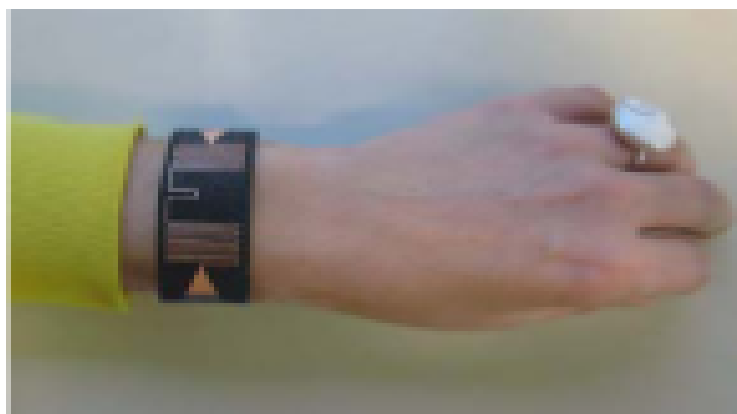


FIGURE 2.19 – Surveillance de santé sans fil.

2.6.3 Gestion des stocks

La figure 2.20 illustre l'utilisation de la technologie RFID dans la gestion des stocks.

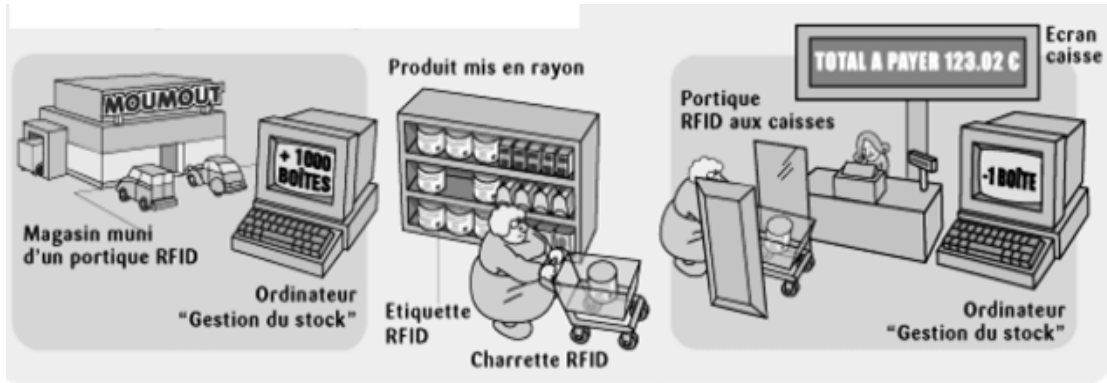


FIGURE 2.20 – Technologie RFID pour la gestion des stocks.

2.6.4 Capteurs sans fils

Pour la technologie d'intégration de capteur sur le substrat vue dans la section 2.5, on peut imaginer un capteur mis dans un endroit très perturbé, par exemple un capteur de pression dans les roues de la voiture (Voir figure 2.21).

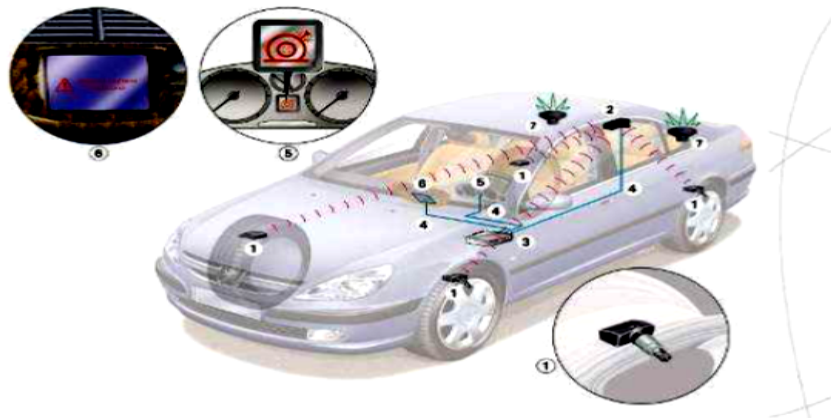


FIGURE 2.21 – Capteur de pression intégré dans les roues d'une voiture.

Conclusion

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

Dans le tag RFID le transfert de puissance entre le circuit intégré et l'antenne doit être maximal, cela revient à minimiser le coefficient de réflexion en ajoutant un réseau d'adaptation.

Le choix de substrat sur lequel l'antenne sera imprimée est très important afin de minimiser la perte de réflexion (*return loss*) et avoir une bande passante assez large. On a vu que le LCP (*Liquid Crystal Polymer*) présente des avantages de performance et de cout, ce qui explique sa large utilisation.

L'intégration d'un capteur dans le substrat permet d'envoyer les informations du capteur par ondes radio à un récepteur se trouvant à une distance de quelques mètres.

3

Application métamatériaux

Introduction

Dans ce chapitre, on étudiera les différents éléments qui constituent les matériaux à indice de réfraction négatif. Comme nous l'avons déjà vu dans le premier chapitre, les matériaux main gauche sont basés sur l'utilisation de deux éléments. Le premier est le résonateur en anneau fendu qui permet d'avoir une perméabilité négative (sous certaines conditions) et la structure en fils métalliques fins qui permet d'avoir une permittivité négative (sous certaines conditions).

Dans le but de calculer les paramètres effectifs des éléments qui sont objet d'étude, deux méthodes de calcul seront présentées et les coefficients de réflexion et de transmission obtenus par des simulations sous le logiciel CST microwave studio seront extraits. Des paramètres tels que l'indice de réfraction et l'impédance Z peuvent être calculés en fonction de ces coefficients, ainsi on pourra déduire les valeurs de la perméabilité et de la permittivité.

Deux modèles de RAFs seront présentés et analysés. Le premier est le RAF circulaire, et le deuxième est le RAF carré, les résultats seront commentés. On présentera également un réseau de fils métalliques fins et un réseau de RAFs circulaire. Finalement on combinera le réseau de RAFs et le réseau de fils métalliques fins.

3.1 Méthodes de calcul des paramètres effectifs

Le paramètre de transmission S_{21} et le paramètre de réflexion S_{11} sont calculés et extraits pour le calcul de la perméabilité effective μ_{eff}, n_{eff} .

Deux approches sont présentées pour le calcul des paramètres effectifs. La première présentée par D. R. Smith, S. Schultz [29] et la deuxième présentée par Nicholson, Ross et Weir (NRW) [30].

3.1.1 Approche de Smith (Méthode 1)

Le coefficient de transmission est donné par :

$$S_{21}^{-1} = \left[\cos(nkd) - \frac{i}{2} \left(Z + \frac{1}{Z} \right) \sin(nkd) \right] e^{ikd} \quad (3.1)$$

$$Z = \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (3.2)$$

S_{11} est le rapport entre la puissance de l'onde réfléchie et la puissance de l'onde incidente.

$$S_{11} = \frac{P_{reflechie}}{P_{incidente}} \quad (3.3)$$

L'indice de réfraction est donné par

$$n = \cos^{-1} \left(\frac{1}{2S_{21}} \left[\frac{1 - (S_{11}^2 - S_{21}^2)}{kd} \right] \right) \quad (3.4)$$

Et par conséquent μ_{eff} et ε_{eff} sont calculées en fonction de Z et n comme suit

$$\mu = n * Z \quad (3.5)$$

$$\varepsilon = \frac{n}{Z} \quad (3.6)$$

Notons que k est le vecteur d'onde de l'onde incidente donné par $k = \frac{\omega}{c}$

d épaisseur du matériau.

3.1.2 Approche de NRW (Méthode 2)

Les équations de bases utilisées pour déterminer les paramètres effectifs sont :

$$\varepsilon = \frac{2}{jkd} * \frac{1 - \nu_1}{1 + \nu_1} \quad (3.7)$$

$$\mu = \frac{2}{jkd} * \frac{1 - \nu_2}{1 + \nu_2} \quad (3.8)$$

Où :

$$\nu_1 = S_{21} + S_{11}$$

$$\nu_2 = S_{21} - S_{11}$$

3.2 Unité de cellule élémentaire de résonateur en anneau fendu

3.2.1 RAF circulaire

Le résonateur fonctionne dans la bande [8 GHz : 12GHz]. Le rayon de l'anneau externe est de 1.5 mm, tandis que le rayon de l'anneau interne égal à 0.84 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0.33 mm, la largeur de la coupure des anneaux est de 0.33 mm et l'espacement entre les deux anneaux est de 0.33 mm. Le substrat utilisé est le ROGERS RO4003 (*lossy*) qui présente une permittivité relative de 3.55, une perte tangentielle de 0.0027 et une épaisseur de 0.81 mm. La boîte de rayonnement définie par CST a un volume de $3.63 \times 3.63 \times 3.63mm^3$ (Voir figure 3.1).

Pour la simulation de la cellule élémentaire, on définit les conditions aux limites, c'est-à-dire on définit le comportement du champ électrique et magnétique à l'interface vide-RAF. Comme on l'a déjà cité dans le chapitre 1 (section 1.3.2), pour avoir une perméabilité négative il faut que le champ magnétique passe à travers le résonateur (H parallèle à l'axe z), ainsi :

PMC (*Perfect Magnetic Conductor*) est définie sur les deux murs perpendiculaire à l'axe z (murs avant et arrière), Dans ce cas tous les champs magnétiques tangentiels et les flux électriques normaux sont mis à zéro.

PEC (*Perfect Electric Conductor*) est définie sur les deux murs perpendiculaire à l'axe y (murs haut et bas), Dans ce cas tous les champs électriques tangentiels et les flux magnétiques normaux sont mis à zéro. En conséquence, le champ E sera orienté selon l'axe y et le champ H sera orienté selon l'axe z et l'onde incidente se propage selon l'axe x (Voir figure 3.2).

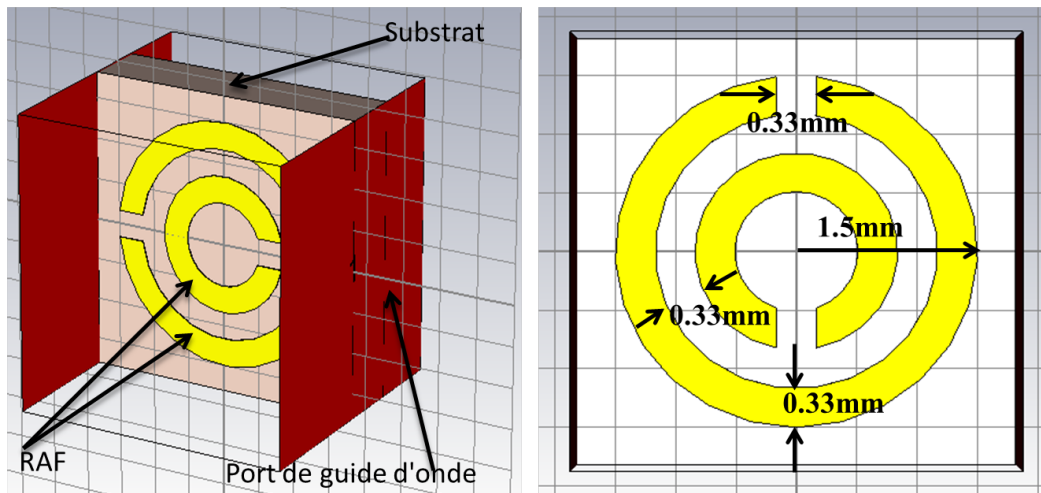
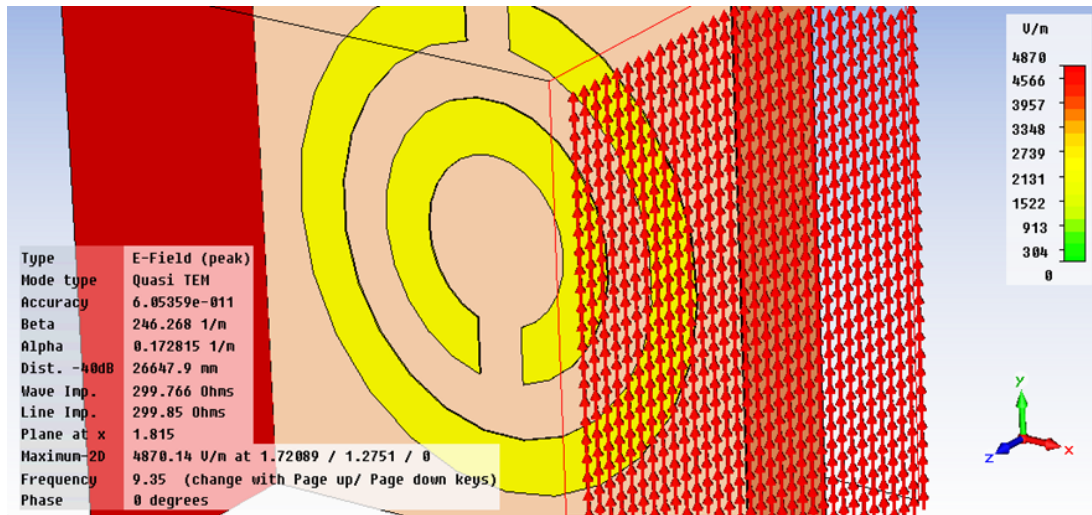
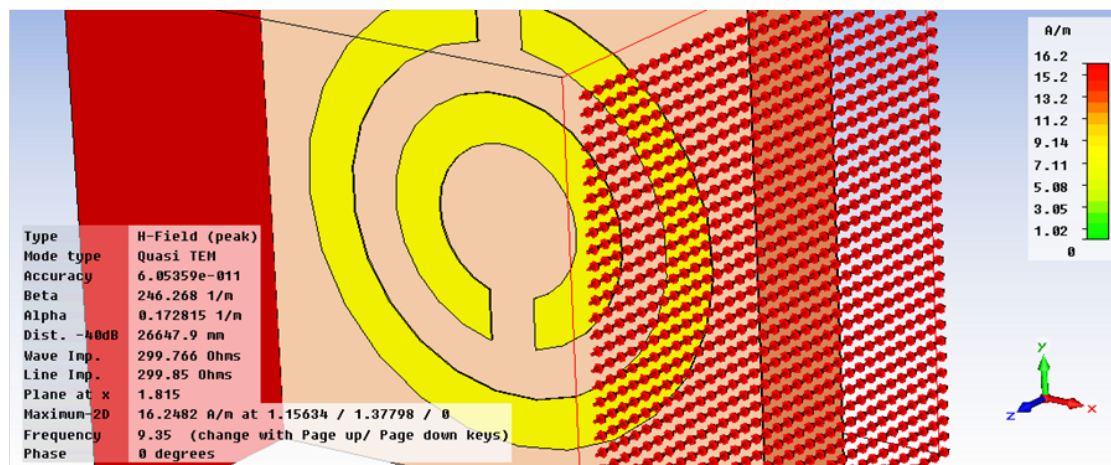


FIGURE 3.1 – Représentation d'une cellule élémentaire du RAF circulaire.



(a)



(b)

FIGURE 3.2 – (a) Orientation du champ électrique E , (b) Orientation du champ magnétique H .

La figure 3.3 montre le coefficient de transmission et le coefficient de réflexion. La fréquence de résonance est de 11.15 GHz avec une transmission de l'ordre de -28dB (0.04 linéaire). Cette fréquence de résonance dépend de la capacité qui, à son tour, dépend de l'espacement entre les deux anneaux d'une part et du vide dans chaque anneau d'une autre part.

Quand le champ magnétique pénètre le RAF, cela induit un courant dans celui-ci.

La figure 3.4 montre la partie réelle et imaginaire de la perméabilité calculée avec les deux méthodes présentées dans la section 3.1 précédente. A la fréquence de résonance $f_{rs} = 11.15GHz$, la partie réelle de μ est négative pour la méthode 1, Il en est de même pour la méthode 2 mais un peu loin de la fréquence de résonance ($f=10.8$ GHz). Pour la méthode 1 cette perméabilité reste négative dans la bande 11.15GHz -11.7GHz et elle varie entre 0 et-0.35 dans cette bande. Pour la deuxième méthode elle vaut -13.15 à la fréquence 10.8 GHz. Au dessous de f_{res} la perméabilité est positive. Donc on peut déduire que la méthode 1 fournit un résultat plus juste que la deuxième méthode.

Pour montrer que le champ H doit être parallèle à l'axe de l'anneau pour avoir une perméabilité négative, on oriente cette fois ci le champ magnétique selon l'axe y, le champ électrique selon x et l'onde incidente selon l'axe z. Les résultats de simulation sont illustrés à la figure 3.5 et la perméabilité est illustrée à la figure 3.6.

La partie réelle de la perméabilité est positive pour les deux méthodes comme le montre la figure. En orientant le champ H selon x et le champ E selon y, on aura toujours un μ positif, preuve que le champ magnétique doit être parallèle à l'axe de l'anneau pour avoir des valeurs négatives de μ autour de la fréquence de résonance.

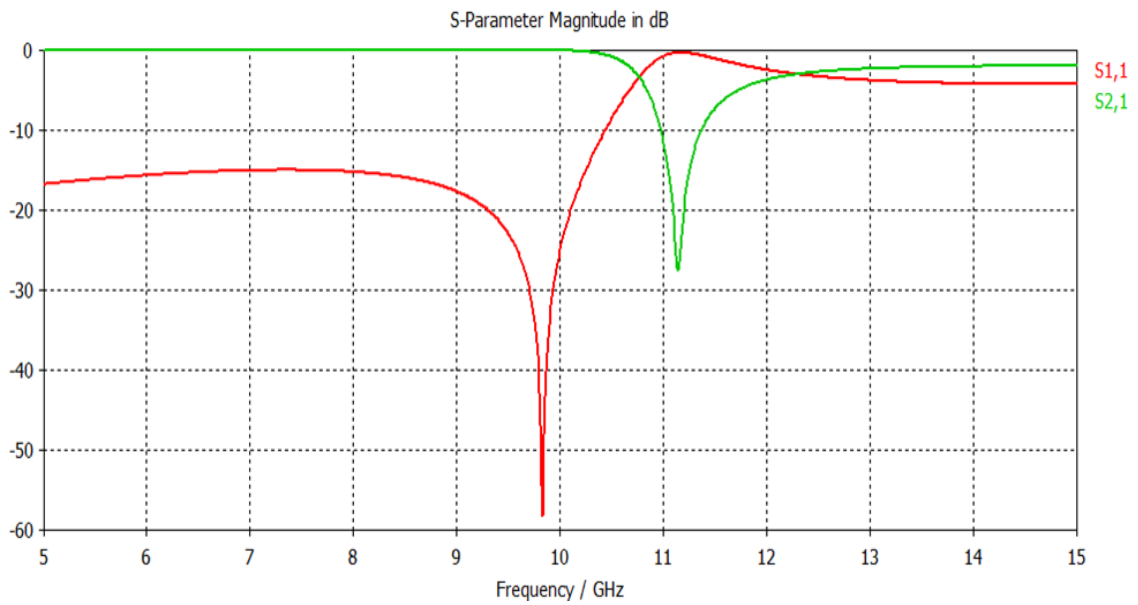


FIGURE 3.3 – Réflexion et transmission du RAF circulaire. H selon l'axe z .

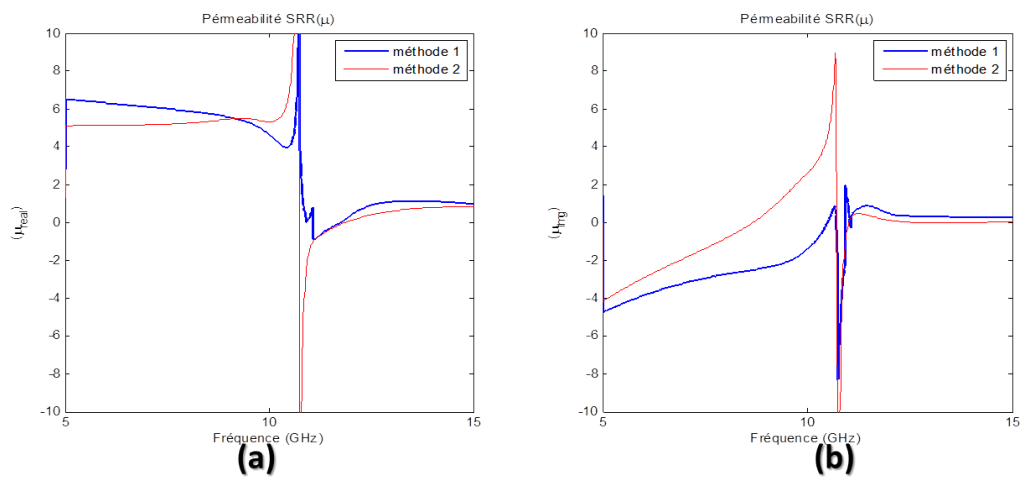


FIGURE 3.4 – Perméabilité effective. (a) partie réelle, (b) partie imaginaire. H selon l'axe z .

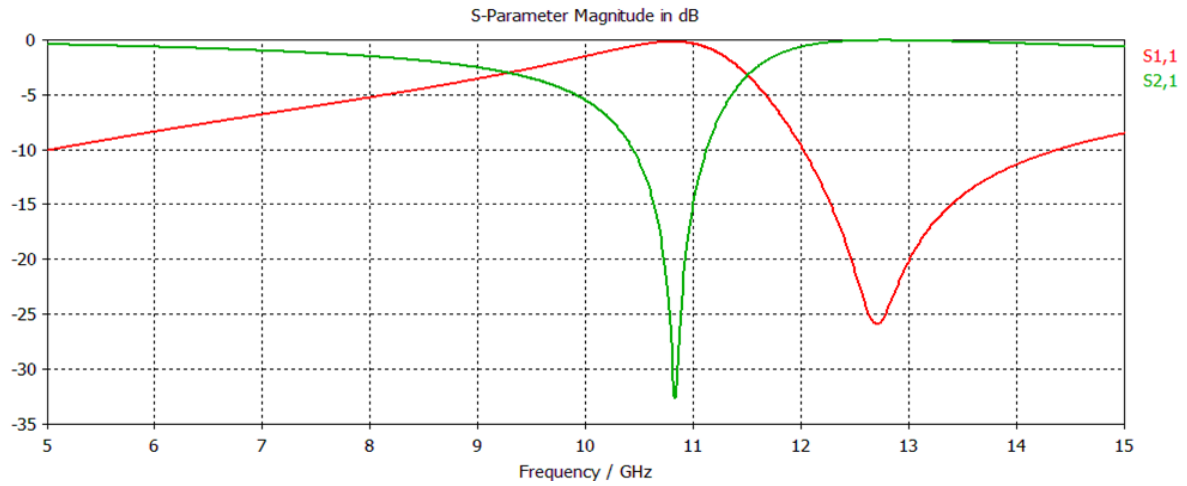


FIGURE 3.5 – Réflexion et transmission du RAF circulaire. H selon l'axe

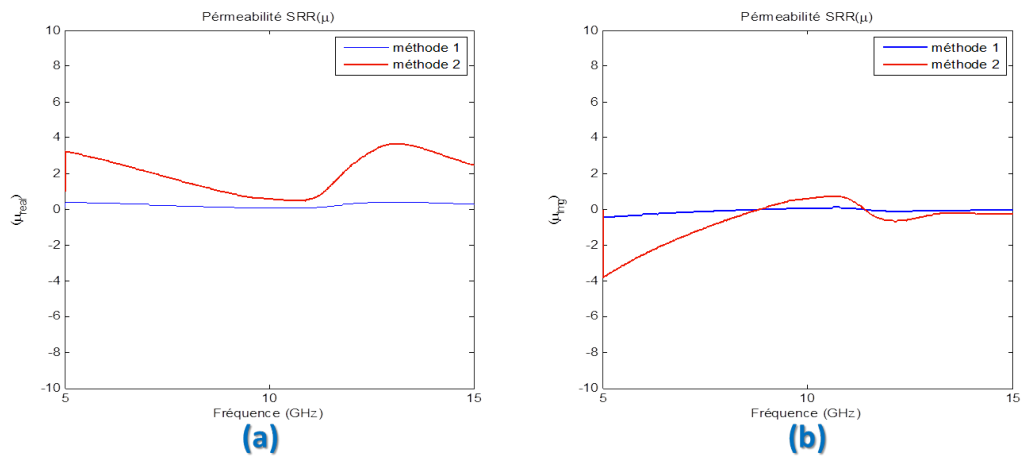


FIGURE 3.6 – Perméabilité effective. (a) partie réelle, (b) partie imaginaire. H selon l'axe y

3.2.2 RAF carré

Ce résonateur à été dimensionné pour fonctionner dans la bande [8GHz; 12GHz]. La largeur de la piste en cuivre égale à 0.25 mm, la largeur de la fente entre les deux anneaux est de 0.3 mm, la coupure des deux anneaux est de 0.46 mm, le coté du grand anneau égale à 2.62 mm. Le substrat utilisé est le ROGERS RO4003 (lossy) de longueur 5 mm, de largeur 3.33 mm est d'épaisseur 0.25 mm. Comme le RAF circulaire, on a défini les mêmes conditions aux limite(Figure 3.7).

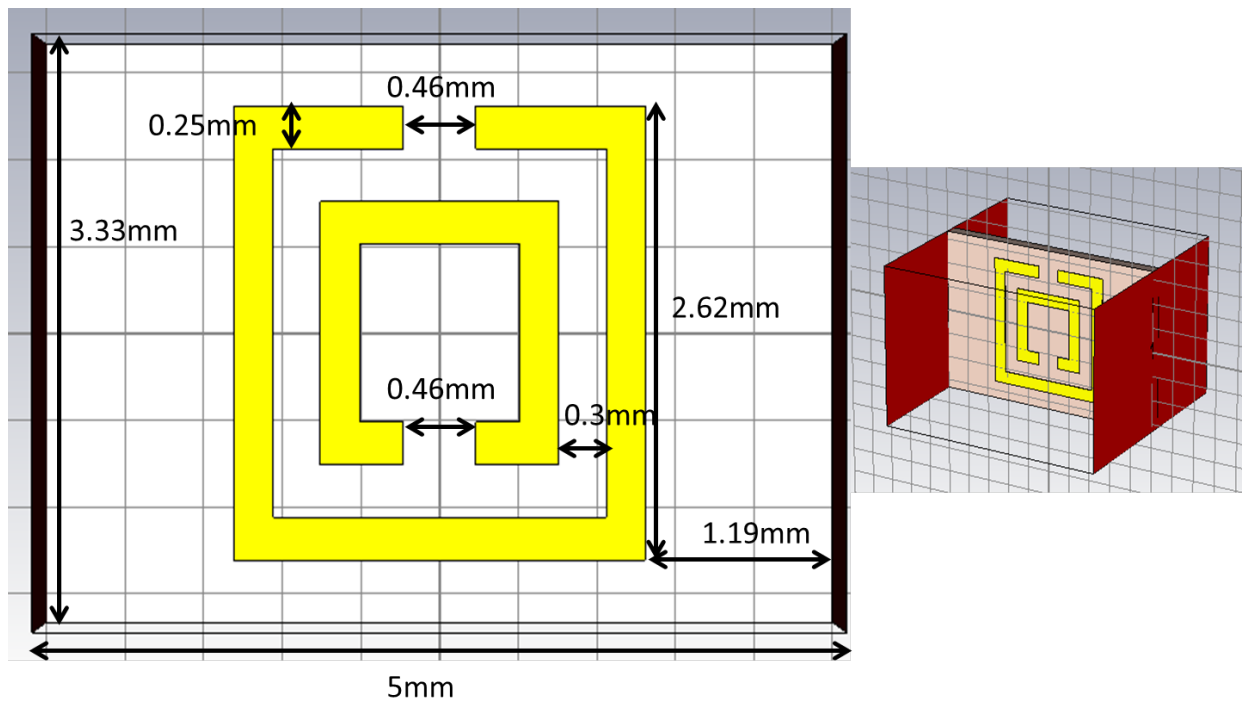


FIGURE 3.7 – Représentation d'une unité de cellule du RAF carré

La figure 3.8 montre le coefficient de transmission et de réflexion, la fréquence de résonance égale à 11 GHz et le paramètre S_{21} vaut -24 dB à cette fréquence.

La perméabilité des deux méthodes est illustrée à la figure 3.9. Pour la méthode 1, elle est négative dans la bande 11GHz -11.4GHz et est varié entre 0 et -0.3.

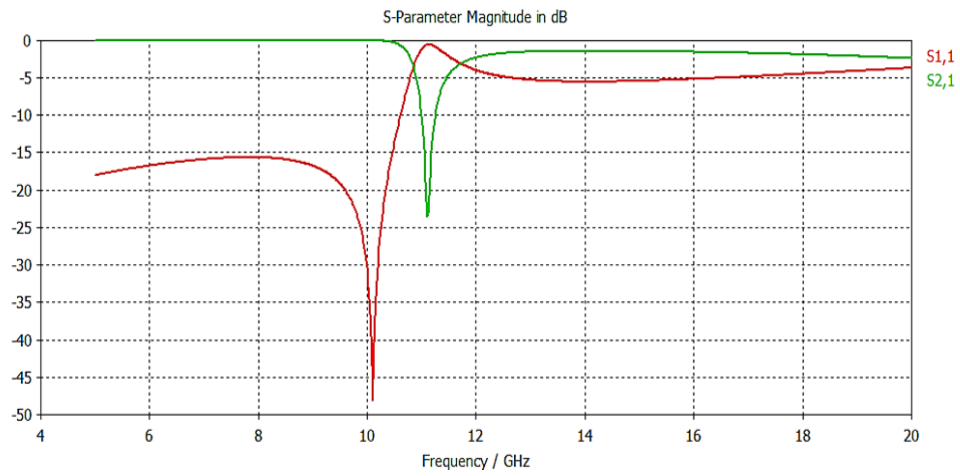


FIGURE 3.8 – Réflexion et transmission du RAF carré. H selon l'axe z

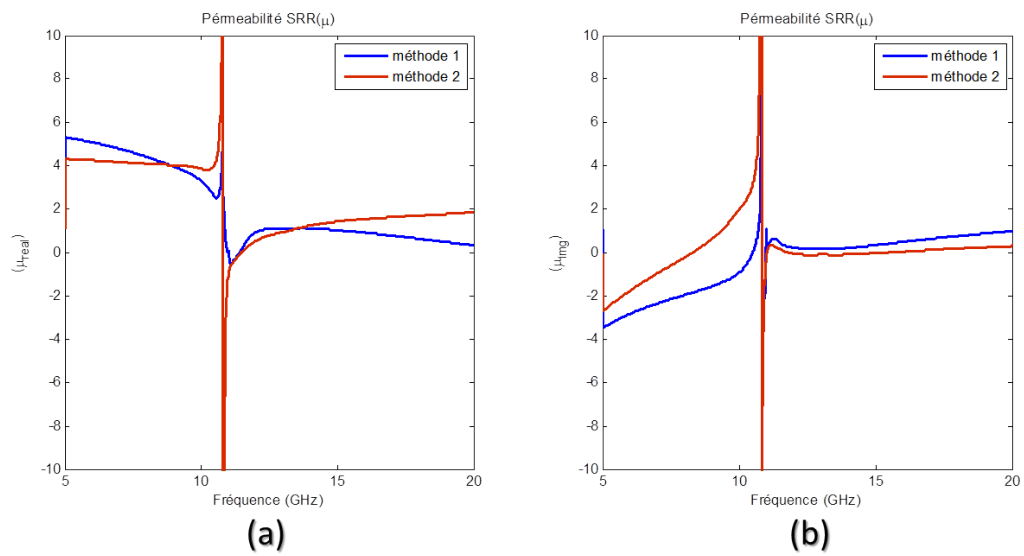


FIGURE 3.9 – Perméabilité effective du RAF carré. (a) partie réelle, (b) partie imaginaire. H selon l'axe z

3.3 Unité de cellule de fil métallique fin (activité électrique)

La structure est un fil métallique parfait, c'est-à-dire que sa conductivité est supposée infinie, en d'autres termes, les pertes sont supposées nulles dans le conducteur à partir d'une certaine fréquence (plus d'explication dans la partie 3.4). La longueur du fil est 3.63mm et son rayon égale à 0.01mm (figure 3.10). La boîte de rayonnement est un cube de $3.63 \times 3.63 \times 3.63\text{mm}$. Le champ E est orienté selon l'axe y et le champ H orienté selon x, ainsi les conditions aux limites sont définies comme suit :

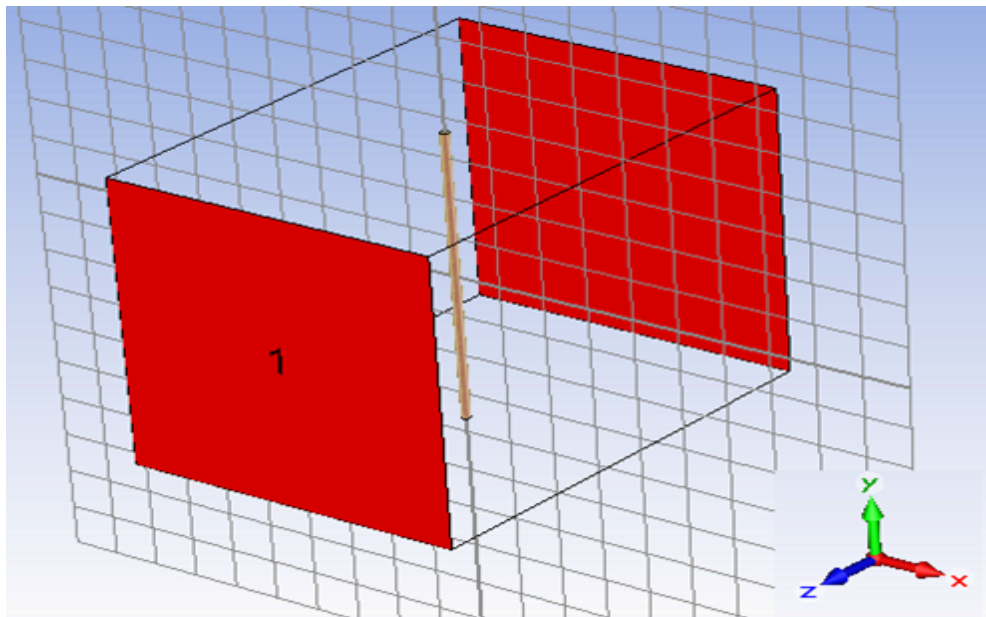


FIGURE 3.10 – Unité de cellule de fil métallique fin.

PMC(*Perfect Magnetic Conductor*) pour les murs de gauche et de droite (murs perpendiculaire à x). **PEC**(*Perfect Electric Conductor*) pour les murs du haut et du bas (murs perpendiculaire à y). L'onde incidente se propage selon l'axe z.

Les résultats de simulation sont montrés sur la figure 3.11 et la partie réelle et imaginaire de la permittivité simulée est illustrée à la figure 3.12 en utilisant la méthode 2.

La permittivité négative est obtenue en orientant le champ E selon y pour les fréquences inférieures à la fréquence du plasma (voir Chap 1, équ 1.13). Ce champ E induit un courant le long du fil métallique et qui génère un moment de dipôle électrique équivalent. Si le champ E était perpendiculaire au fil métallique fin, on n'aurait pas cet effet, et la permittivité ne

serait pas négative.

La fréquence du plasma est égale à 16.4 GHz. Sur la figure 3.12, la partie réelle de ϵ est négative pour toutes les fréquences inférieures à la fréquence du plasma. La partie imaginaire de la permittivité représente les pertes du métal, elle est égale à 0.54, ce qui veut dire que les pertes sont minimales.

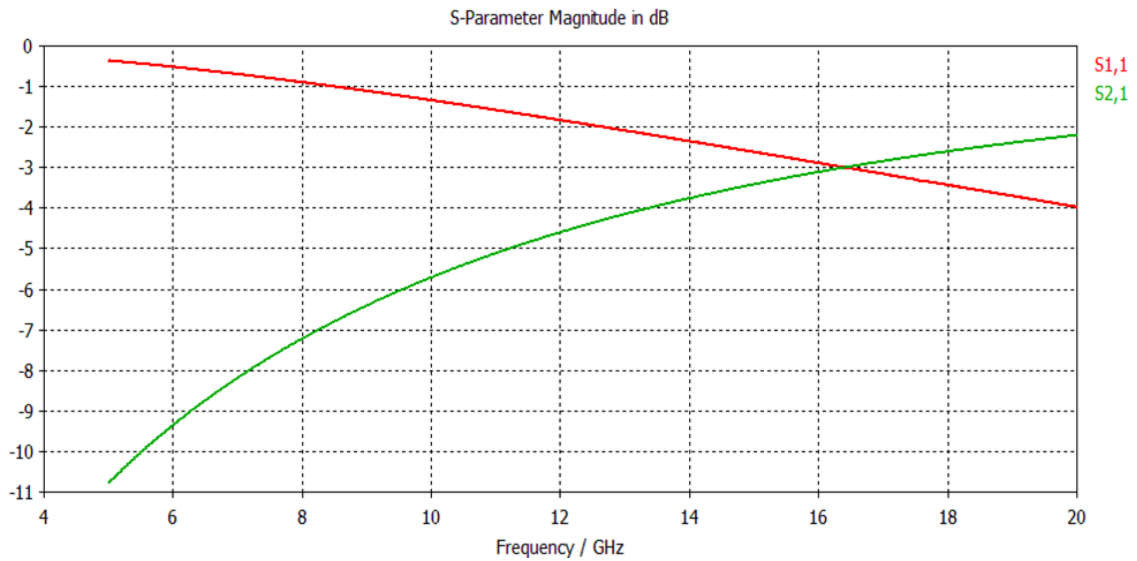


FIGURE 3.11 – Réflexion et transmission du fil métallique fin. E selon y

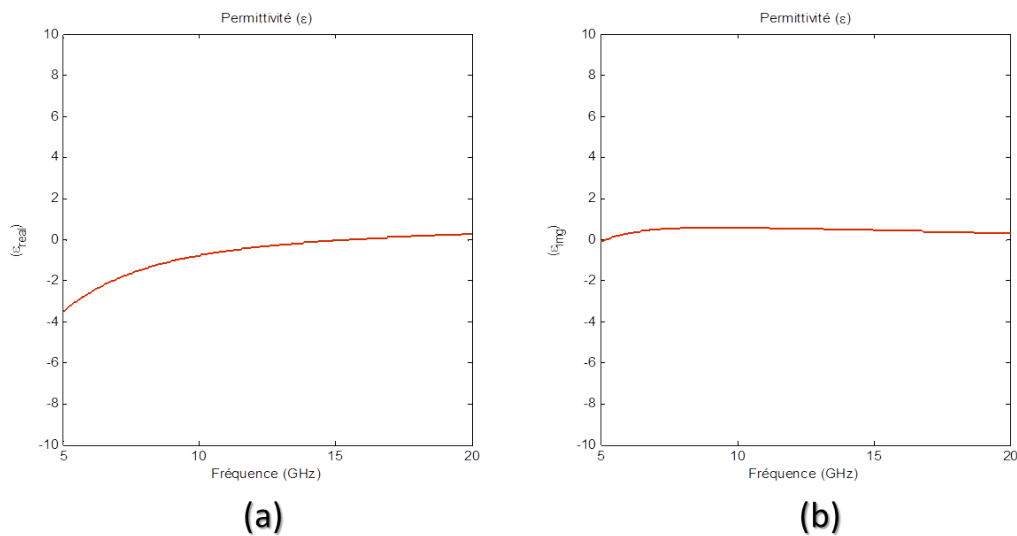


FIGURE 3.12 – Permittivité du fil métallique fin. (a) partie réelle. (b) partie imaginaire

3.4 Réseau de fils métalliques fins

Dans cette partie, on simulera un réseau de fils métalliques fins¹ dans la bande de [5GHz - 25 GHz], on montrera la fréquence du plasma à partir des coefficients de transmission et de réflexion d'une part, et de la permittivité effective d'une autre part. Le réseau est constitué de fils métalliques considérés comme infinis par CST selon l'axe x (figure 3.13).

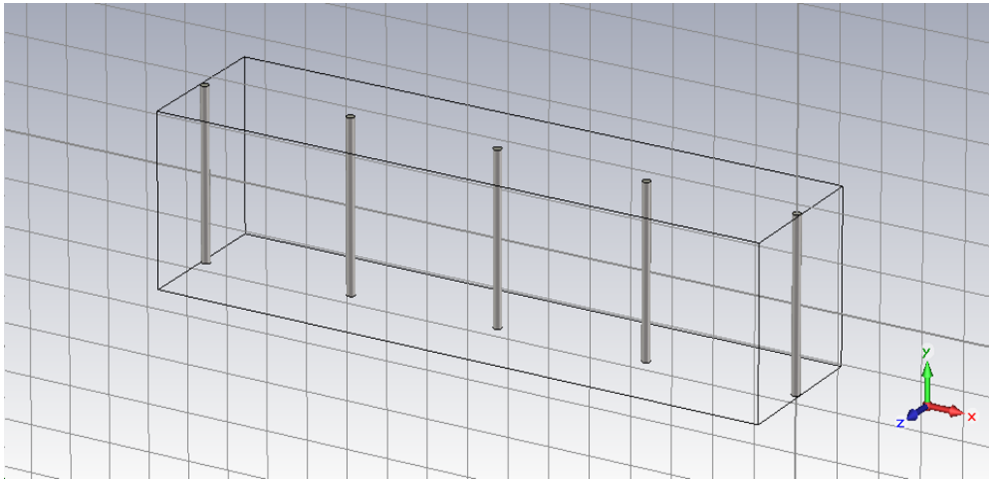


FIGURE 3.13 – Réseau de fils métalliques fins de période 3.63mm.

Comme on a défini un mur électrique (PEC) selon l'axe y et l'onde incidente se propage selon l'axe z, un mur magnétique (PMC) est défini automatiquement selon l'axe x, ainsi E sera orienté selon y et H sera orienté selon x.

1. Le cas traité est un réseau infini de fils métalliques selon la direction du champ H. En réalité le plasma électrique est réalisé suivant deux directions (voir chap. 1 partie 1.4) mais la simulation d'une telle structure prend énormément du temps et de mémoire (cette structure peut être simulée avec des ordinateurs ultra puissant). On a essayé de réaliser cette structure autrement en mettant " *unit cell* " pour les conditions aux limite (unit cell simule un réseau infini dans les directions de x et y) en tenant compte de la périodicité et de l'angle entre les fils mais on a toujours la contrainte E qui doit être selon l'axe des fils, en le définissant ainsi (E selon l'axe des fils), l'onde incidente ne traverse plus les ports Z_{min} et Z_{max} , par conséquent S_{11} sera égale à 1 (linéaire) et S_{21} sera égale à 0 linéaire sur toute la bande de fréquence, du coup on aura pas un résultat exact de ε .

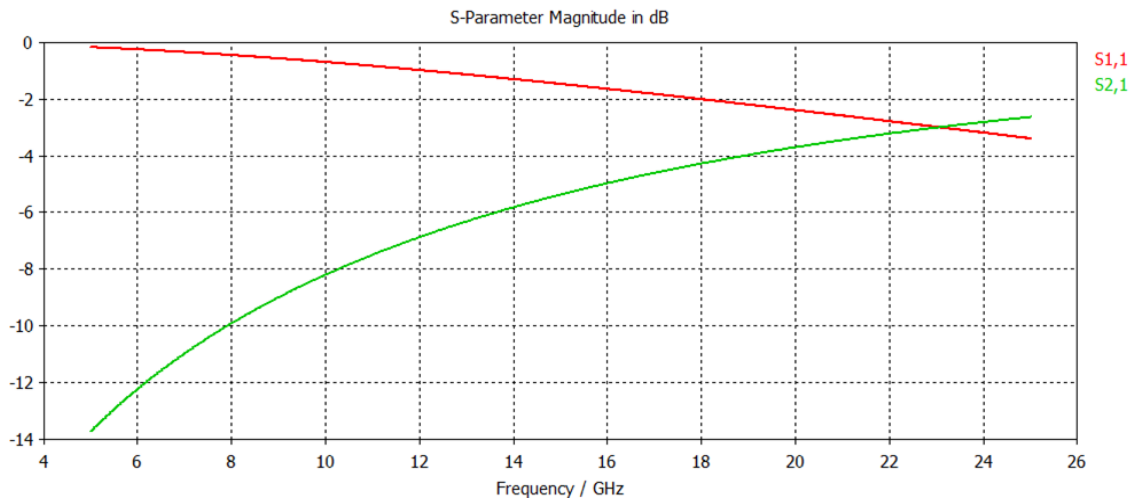


FIGURE 3.14 – Réflexion et transmission du réseau périodique de fils métalliques fins.

La fréquence du plasma du réseau est d'après la figure 3.14 et la figure 3.15(a) égale à 22.5GHz, au dessous de cette fréquence, ε est négative. Notons que pour des fréquences très loin de la fréquence de résonance, la permittivité est positive [31].

La figure 3.15(b) montre une valeur de 1 pour la permittivité à la fréquence de 5GHz, (rappelons que la partie imaginaire de ε représente les pertes du réseau), cette valeur diminue quand la fréquence augmente, à partir de la fréquence 7GHz les pertes sont quasiment nulle.

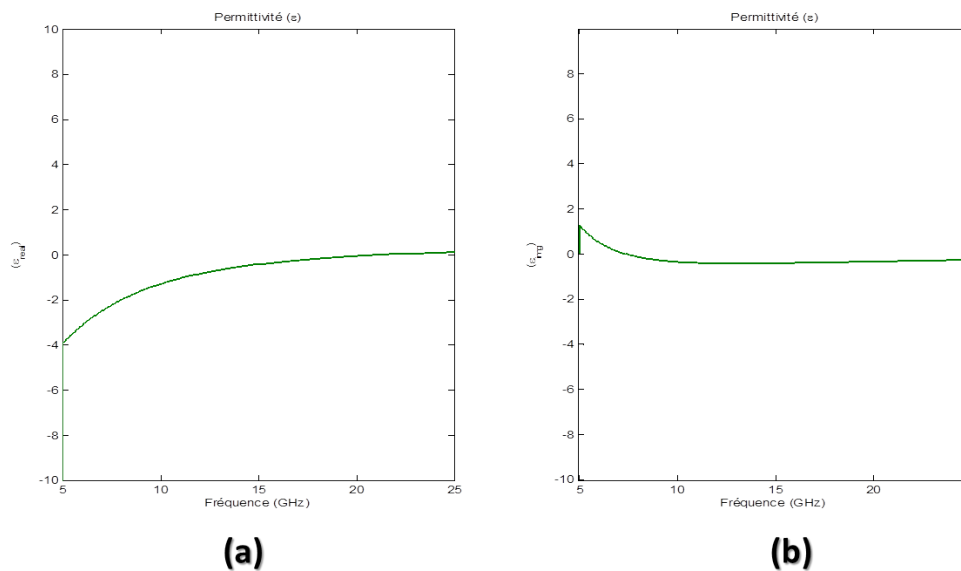


FIGURE 3.15 – Permittivité du réseau de fils métalliques fins. (a) partie réelle. (b) partie imaginaire.

En effet, Pour les basses fréquences, la conductivité est très faible (σ est en fonction de la fréquence) ce qui implique une résistivité très grande et par conséquent la profondeur de pénétration de l'onde électromagnétique est petite et le champ s'atténue rapidement à l'intérieur des fils. Ces pertes sont appelées pertes par effet Joule. Cela est montré par le modèle de Drude pour les métaux, il modélise les propriétés du milieu filaire sans qu'il soit (le milieu) dépendant du champ [31]. La permittivité est égale à

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty - \varepsilon_0 \frac{\omega_p^2}{\omega^2 - j\omega\nu} \quad (3.9)$$

ω_p est la fréquence du plasma et $\nu = 0.2\omega_p$, $\varepsilon_\infty = \varepsilon_0$

Notons que le comportement de la conductivité typique σ dans les basses fréquences est inclus dans l'équation 3.9. La figure 3.16 montre le comportement fréquentiel de la permittivité dans le modèle de Drude simulé avec le logiciel MATLAB.

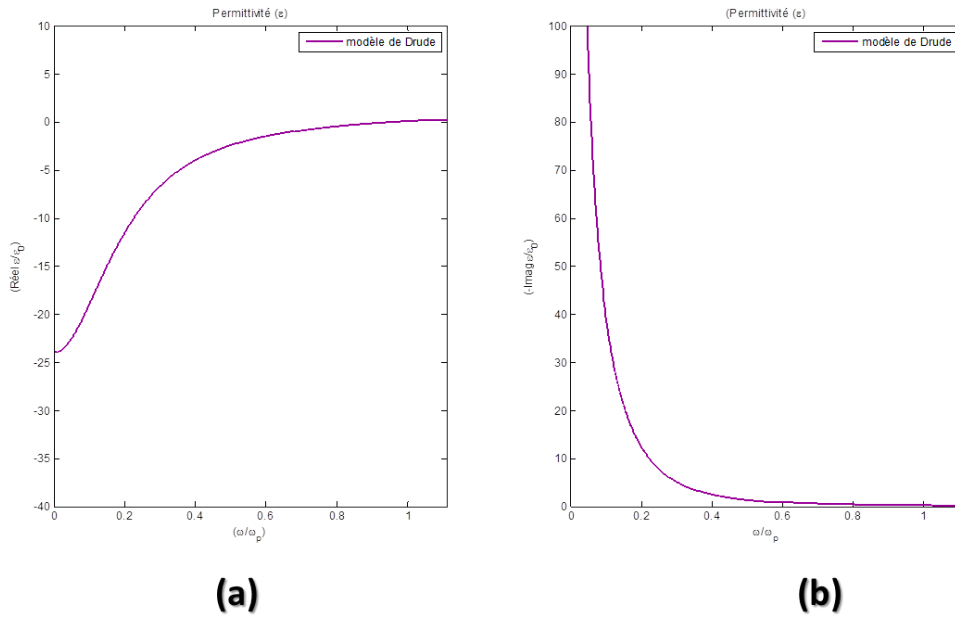


FIGURE 3.16 – Permittivité du modèle de Drude. (a) partie réelle de $\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$. (b) partie imaginaire de $\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$.

La bande de fréquence est prise entre 0GHz et 20GHz ce qui correspond à ω/ω_p entre 0

et 1.11. On a pris $\omega_p = 18GHz$ calculée à partir de l'équation

$$\omega_p = \sqrt{2\pi c^2/[p^2 \ln(p/a)]}. [5]$$

Tel que c est la vitesse de la lumière, p est la distance entre deux fils (voir chap 1, Fig 1.4), a est le rayon des fils. $p = 3.63mm$, $a = 0.01m$.

La première remarque qu'on peut constater est que, pour les basses fréquences, la partie imaginaire domine la réponse.

$$\varepsilon(\omega) = -\frac{j\sigma}{\omega} \quad (3.10)$$

La deuxième remarque est que, quand ω tend vers zéro, la partie imaginaire de la permittivité tend vers l'infini.

3.5 Réseau de RAFs

Le réseau est constitué d'une rangée de résonateurs en anneau fendu selon l'axe x avec une périodicité de 3.63 (figure 3.17), on a utilisé le même RAF présenté précédemment. Pour appliquer le champ H selon l'axe x , on ne peut pas définir les conditions aux limites appropriées tel qu'elles sont définies auparavant dans le cas d'une cellule unitaire de RAF. L'idée est de définir un seul mode de propagation pour les deux ports et il doit être le mode *transverse électrique* (TE). La raison est que dans ce mode le champ E est perpendiculaire au plan d'incidence (plan qui porte le vecteur d'onde incidente), et comme dans notre cas, l'onde se propage avec un angle $\theta = 0$ et $\varphi = 0$ (φ définit l'inclinaison du plan d'incidence par rapport au plan xz et θ définit la sens du vecteur d'incidence par rapport à z), on aura par conséquent E selon y et le champ H qui pénètre la structure (H selon x). La figure 3.18 montre le système de coordonnées polaires θ, φ .

Il faut noter que cette structure est considérée par CST comme une rangée infinie de RAFs selon les deux axes x et y .

A la fréquence de résonance 11.18GHz le coefficient de transmission est quasiment nul, le coefficient de réflexion est proche de un (figure 3.19). La figure 3.20 illustre la partie réelle et imaginaire de μ . La partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande de fréquence comprise entre 10.60GHz et 11.2GHz autour de la fréquence de résonance 11.18GHz.

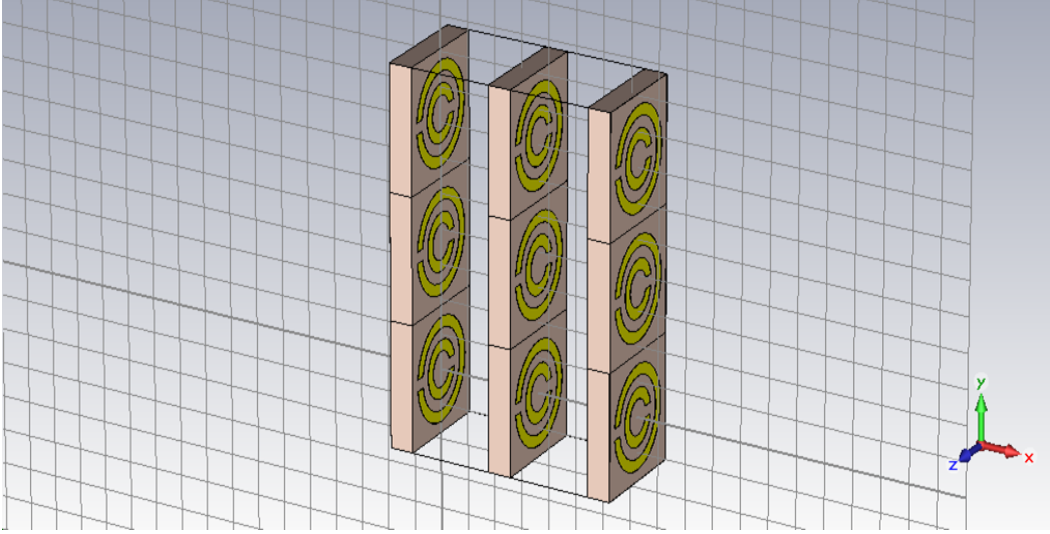


FIGURE 3.17 – Réseau de RAFs circulaire de période 3.63 suivant x et y .

3.6 Association de fils métalliques fins avec des résonateurs en anneau fendu

Dans cette partie, on montrera comment l'association de fils métalliques fins avec des RAFs permet d'avoir une permittivité et une perméabilité simultanément négatives. Dans un premier temps, on simulera une unité de cellule composée d'un RAF circulaire avec un fil métallique fin dans un guide d'onde et on va extraire les paramètres effectifs ε_{eff} , μ_{eff} , n_{eff} puis on va concevoir un matériau main gauche composée de RAFs et de fils métalliques. Notons que dans le dernier chapitre on présentera un autre type de matériau main gauche qui est constitué de RAFs carré et de tiges métalliques. Ce métamatériau sera appliqué à l'antenne RFID.

3.6.1 Cellule unité composée de RAF et de fil métallique fin

Le fil métallique a un rayon de 0.1mm et 3.63mm de longueur, Le RAF utilisé est le même décrit auparavant. Le substrat est le Rogers RO4003 avec une épaisseur de 0.15mm.

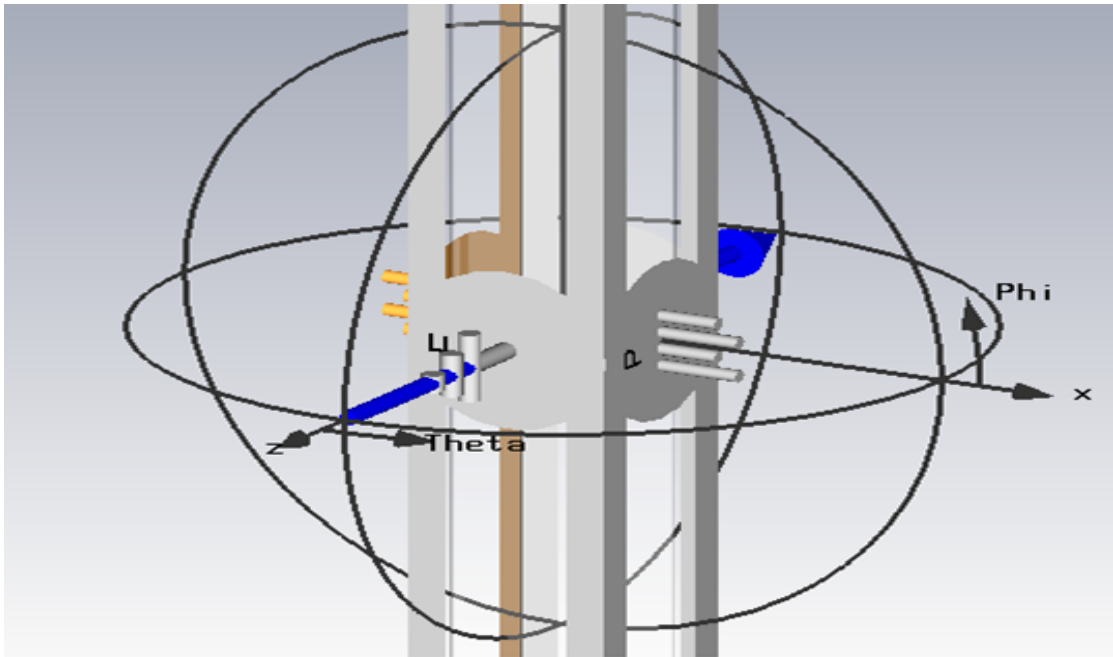


FIGURE 3.18 – Système de coordonnées polaire. En bleu, vecteur de l'onde incidente.

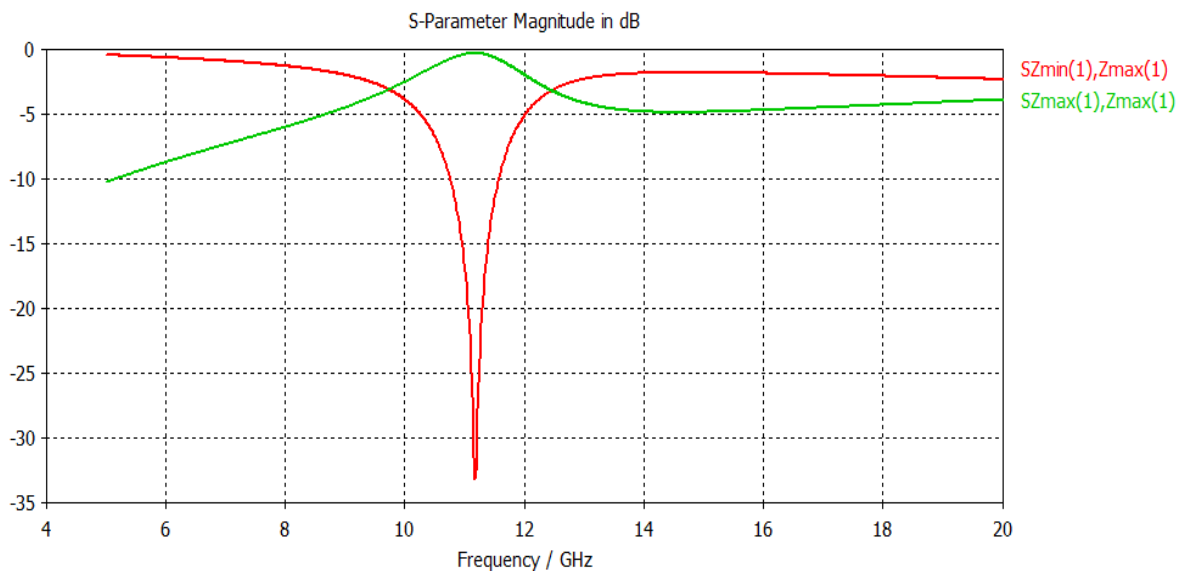


FIGURE 3.19 – Réflexion et transmission du réseau de RAFs. S_{11} en vert. S_{21} en rouge. (sur la légende, le 1 représente le mode 1, c'est-à-dire le mode TE).

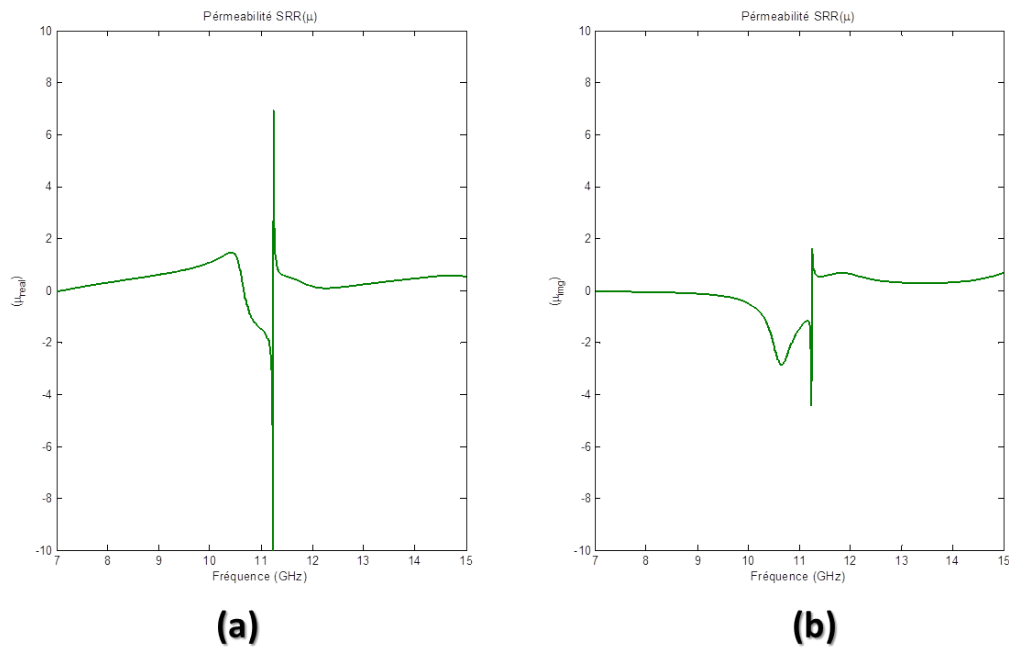


FIGURE 3.20 – *Perméabilité effective du réseau de RAFs. (a) partie réelle. (b) partie imaginaire.*

Le fil métallique est placé à une distance de 0.15mm du RAF.

Pour les conditions aux limite, PMC est appliqué aux murs avant et arrière, PEC est appliqué aux murs du haut et du bas, ainsi E sera orienté selon y et H sera orienté selon x. L'onde incidente se propage selon l'axe z (Figure 3.21).

Les coefficients S_{11} , S_{21} sont présentés sur la figure 3.22. Les paramètres effectifs extraits sont montrés sur la figure 3.23.

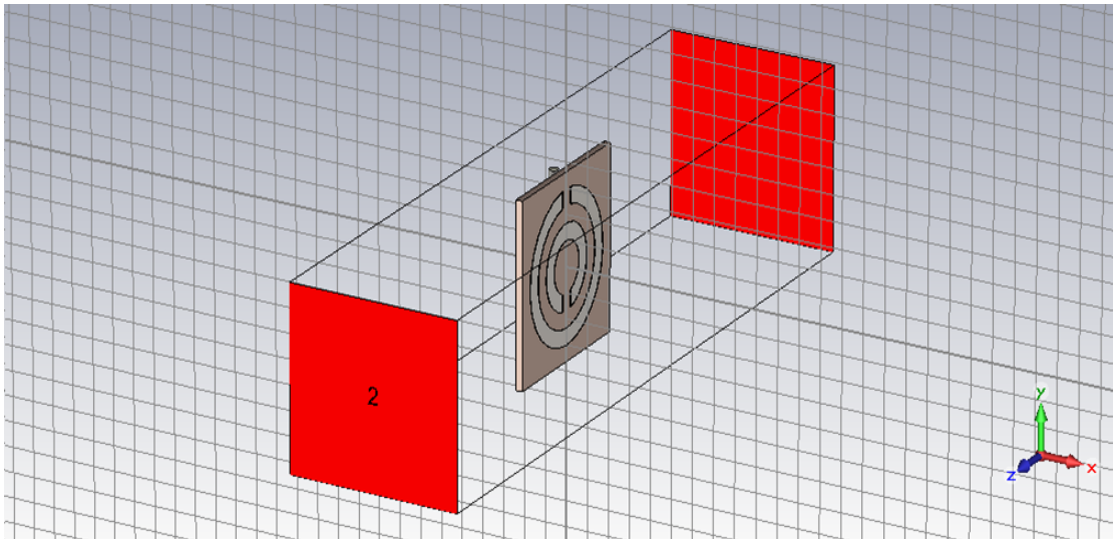


FIGURE 3.21 – Unité de cellule du matériau main gauche.

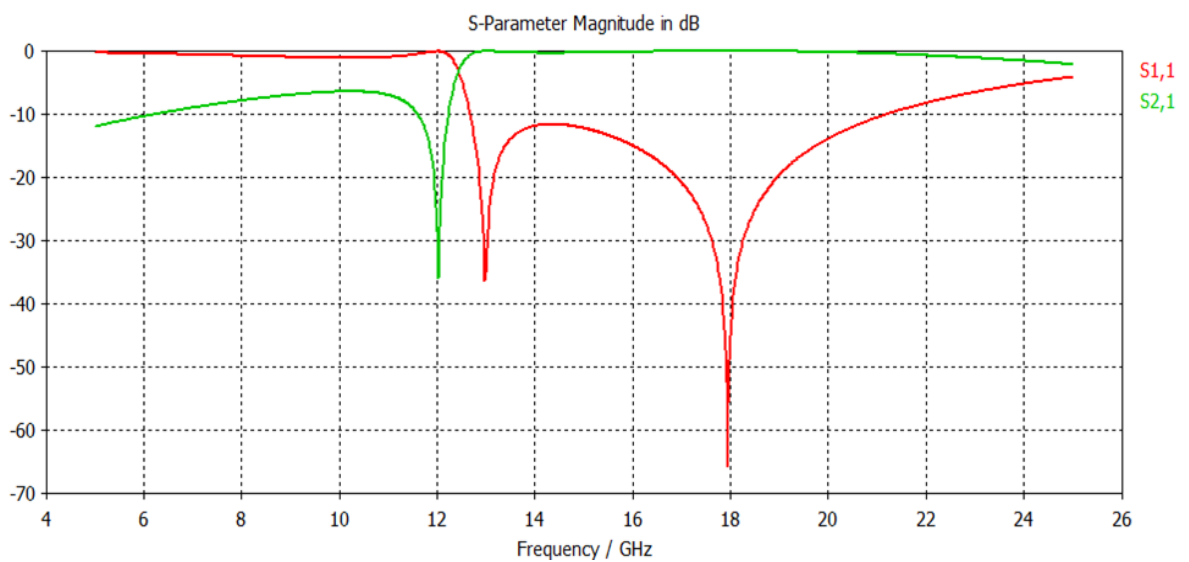


FIGURE 3.22 – Réflexion et transmission de la cellule unité du matériau main gauche.

La simulation est faite en utilisant la méthode 2 décrite précédemment et on a pris la bande [12GHz -20GHz] pour bien visualiser l'indice de réfraction, car en fait, le but est de trouver une région (une bande de fréquence) où les deux paramètres effectifs ε et μ sont simultanément négatives, ce qui donne un indice de réfraction négatif et par conséquent un matériau main gauche. Notons que les matériaux qui présentent un indice de réfraction égale à zéro sont qualifiés de main gauche². La figure 3.21 montre un indice de réfraction négatif dans la bande de fréquence [15.48GHz - 17.24GHz], elle correspond à la région où la permittivité et la perméabilité sont simultanément négatives.

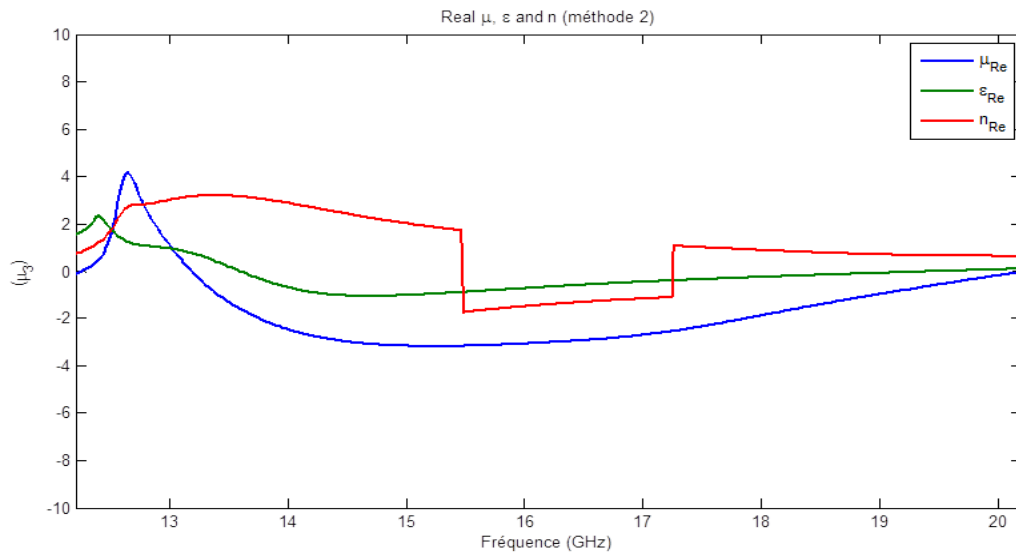


FIGURE 3.23 – Paramètres effectifs de la cellule unité du matériau main gauche.

3.6.2 Réseau de RAFs et de fils métalliques fins

Le réseau est constitué de RAFs et de fils métalliques fins de période 3.93 selon l'axe x et 3.63 selon l'axe y. Figure 3.24. La réflexion et la transmission sont présentées sur la figure 3.25. Les résultats obtenus sont quasiment les mêmes en les comparant avec les résultats présentés sur les figures 3.22 et 3.23³

2. Ce métamatériau sera présenté et appliqué à l'antenne RFID dans le chapitre 4

3. Ceci revient à dire qu'en général, la simulation d'une unité de cellule dans un guide d'onde est suffisante pour extraire les paramètres effectifs ε et μ .

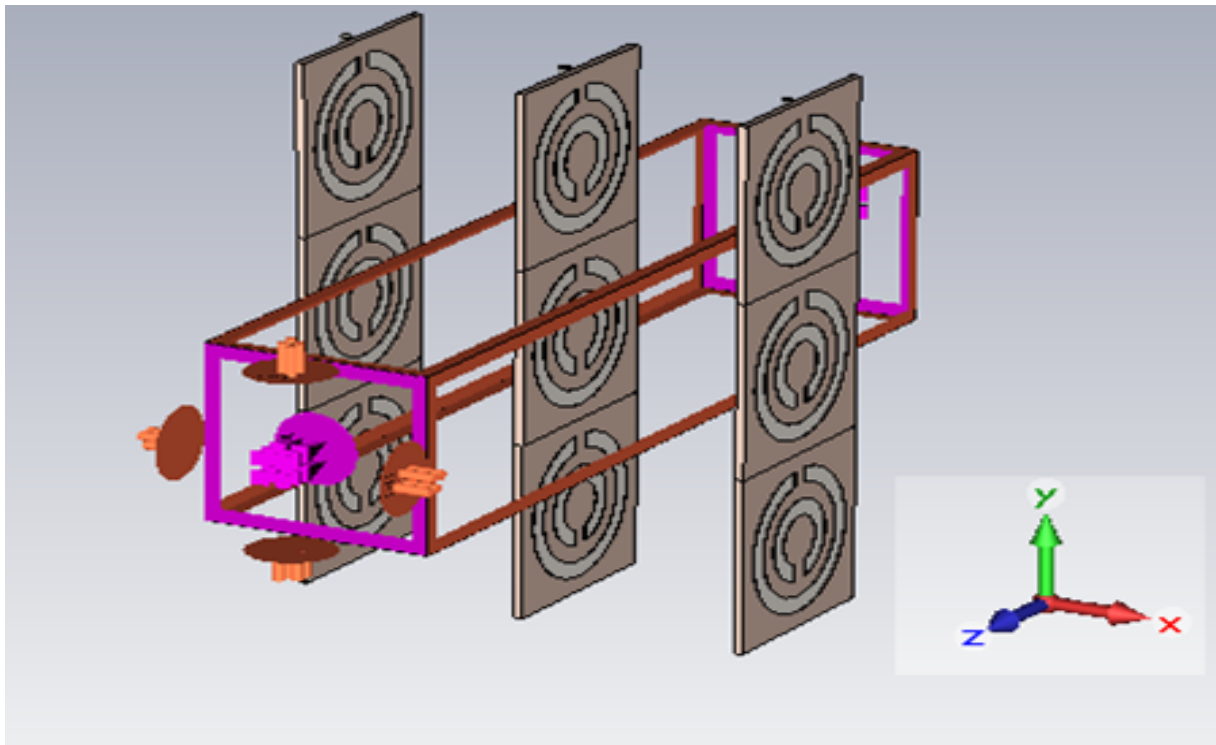


FIGURE 3.24 – Matériau main gauche fait de RAFs et de fils métallique fins. Réflexion et transmission du matériau main gauche.

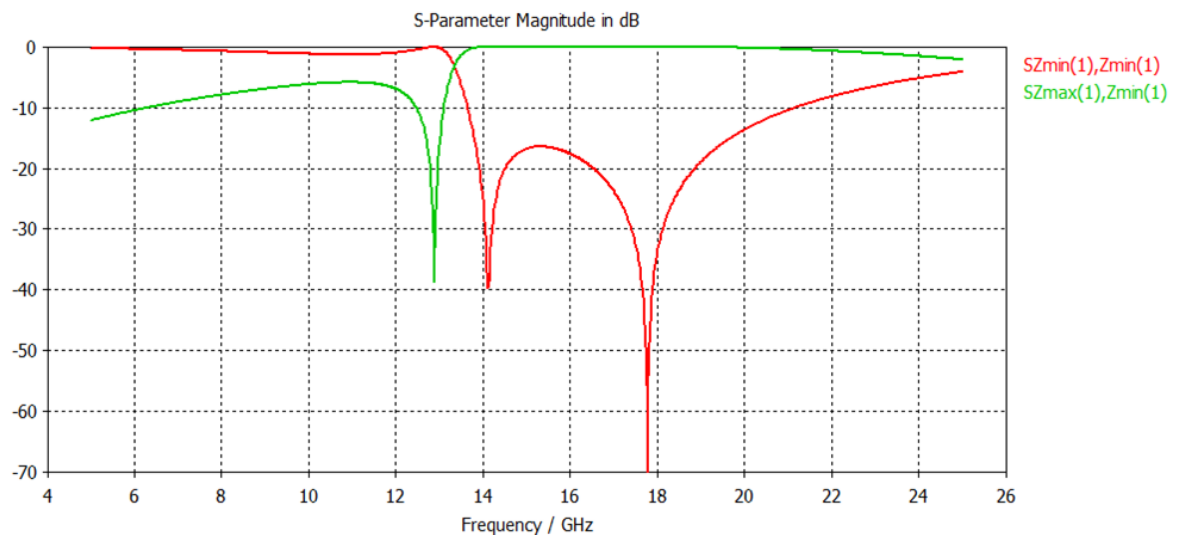


FIGURE 3.25 – Réflexion et transmission du matériau main gauche.

3.7 Conclusion

Nous avons abordé dans ce chapitre le RAF circulaire et le RAF carré qui présentent une activité magnétique et les fils métalliques fins qui présentent une activité électrique. On a montré que la perméabilité peut être négative pour les RAFs dans certaines fréquences à condition que le champ H pénètre la structure. On a également vu qu'une permittivité négative est obtenue pour les fréquences inférieures à la fréquence du plasma électrique à condition que le champ E soit parallèle à l'axe des fils.

Le modèle de Drude pour les métaux modélise le milieu filaire sans tenir compte du champ électrique. Nous avons vu que les pertes par effet Joule augmentent quand la fréquence angulaire diminue, ceci est due à la résistivité qui présente une valeur importante dans les basses fréquences.

Un matériau main gauche a été réalisé d'une façon à avoir une permittivité négative qui coïncide avec la perméabilité négative du RAF, c'est-à-dire une permittivité et une perméabilité simultanément négatives et cela correspond à un indice de réfraction négatif.

4

Métamatériaux, application aux antennes RFID

Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéressera à l'étude d'une antenne RFID conventionnelle et d'une antenne RFID avec un matériau main gauche. Le métamatériau peut être appliqué à l'environnement de l'antenne ou utilisé comme substrat sur lequel repose l'antenne. La conception d'une antenne RFID basé sur un résonateur en anneau fendu est également envisageable [32].

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 matériau main gauche comme substrat de l'antenne RFID permettra d'avoir un gain plus élevé que celui de l'antenne sans métamatériau.

La partie une de ce chapitre présente le métamatériau appliqué à l'antenne RFID, on va visualiser les coefficients de transmission et de réflexion et extraire les paramètres ε, μ, n . On présentera également dans la partie 2 l'antenne RFID conventionnelle utilisée dans la simulation, son diagramme de gain (directivité) et son coefficient de réflexion S_{11} .

On verra dans la partie 3 de ce chapitre que le choix du métamatériau n'est pas arbitraire, il est choisit à cause de son indice de réfraction nul et ça, pour atteindre les caractéristiques souhaitées de l'antenne. La directivité et la puissance rayonnée sont améliorées. En fait, l'antenne RFID doit avoir une fréquence de résonance dans la bande où n est proche de zéro.

Nous clôturons le chapitre par une conclusion sur ce matériau qui possède la particularité d'avoir un indice de réfraction nul et son application sur l'antenne RFID pour améliorer les performances de l'antenne.

4.1 Présentation de l'unité de cellule du métamatériau appliqué à l'antenne

Le métamatériau est constitué de résonateurs en forme rectangulaire et de tiges métalliques. Le substrat utilisé est le époxy résine ($\varepsilon = 4$) avec une épaisseur de 0.5 mm. La boite de rayonnement a un volume de 5x5x5 mm. Les conditions aux limites sont les mêmes que celles définies dans le chapitre 3 dans le cas d'une unité de cellule de RAF carré ou de RAF circulaire. (Voir figure 4.1).

La figure 4.2 montre les coefficients de transmission et de réflexion calculés avec CST. à la fréquence de résonance $f_{rs}=10.16\text{GHz}$, la transmission est de l'ordre de -49 dB et la réflexion égale à 0 dB. L'extraction des paramètres effectifs est faite et les résultats sont montrés sur la figure 4.3. Ces paramètres sont calculés en utilisant la méthode 1 décrite dans le chapitre 3. Comme on peut le constater sur la figure 4.3, l'indice de réfraction est nul à la fréquence 5.95 GHz et il demeure inférieur à 1 et proche de zéro à la fréquence 5.72GHz (fréquence de résonance de l'antenne RFID).

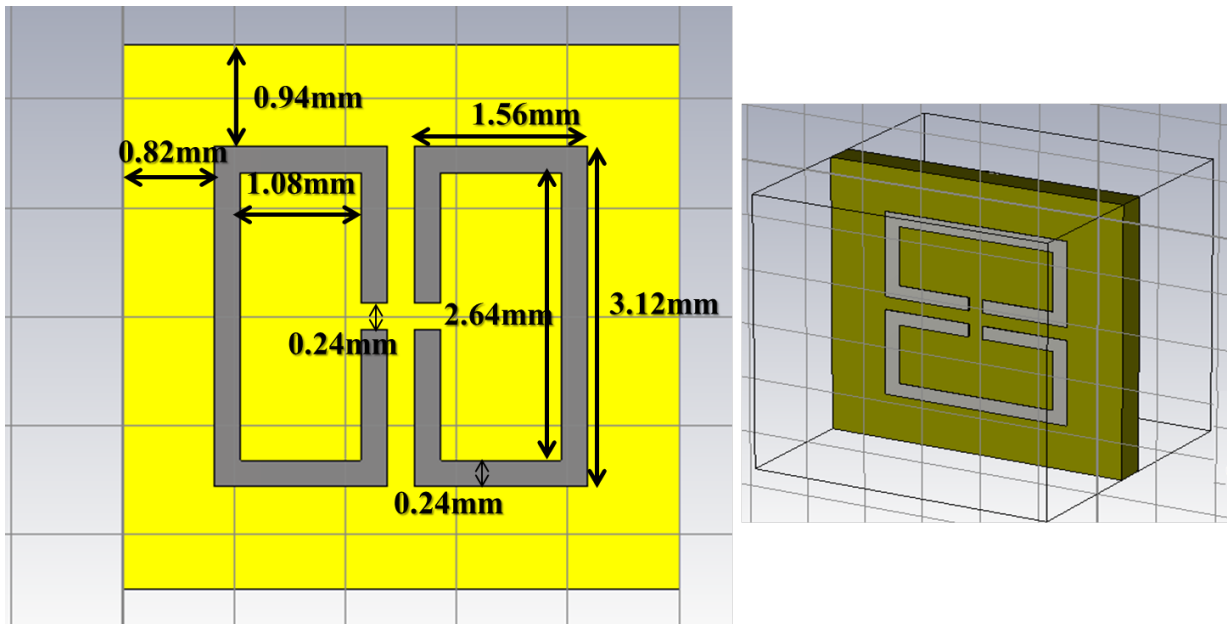


FIGURE 4.1 – Unité de cellule faite de RAF rectangulaire et de tige.

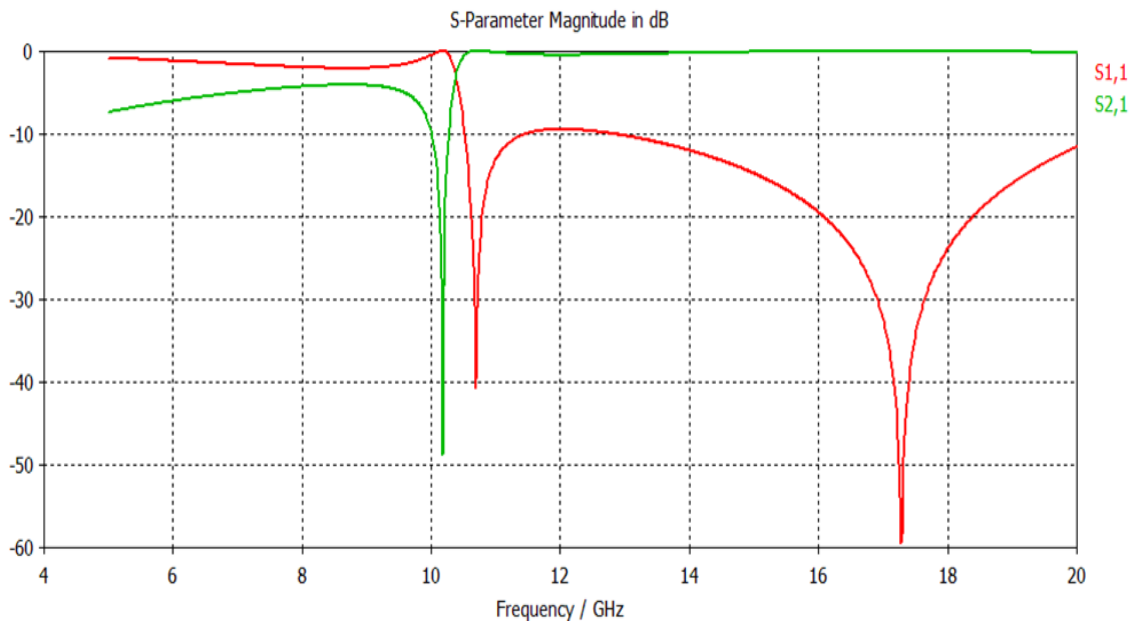


FIGURE 4.2 – Transmission et réflexion de l'unité de cellule du matériau main gauche.

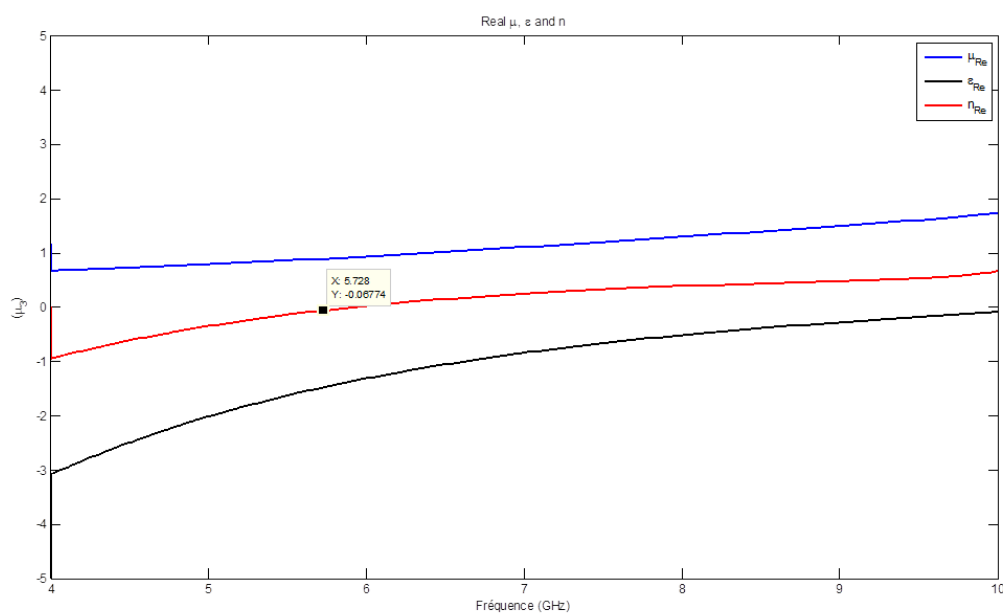


FIGURE 4.3 – Paramètres effectifs de l'unité de cellule du matériau main gauche.

4.2 Présentation de l'antenne RFID

L'antenne a une longueur de 16.59 mm et une largeur de 3.68 mm, elle repose sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon = 2.31$. La longueur du substrat égale à 20 mm et sa largeur égale à 7 mm. La largeur de la piste de l'antenne est de 0.1 mm et son épaisseur est de 0.002 mm. (Figure 4.4).

L'antenne opère dans la bande de fréquence [5.6GHz- 5.92GHz]. Cette bande correspond à un coefficient de réflexion faible, environ -12.13 dB à la fréquence 5.75GHz ($S_{11}(\text{linéaire})=0.24$ à la fréquence 5.75GHz), cela veut dire que la puissance de l'onde réfléchi à l'intérieur de l'antenne est faible, elle représente environ un quart de la puissance fournie à l'antenne (puissance d'alimentation) (Figure 4.5).

La figure 4.6 montre l'adaptation de l'antenne RFID dans la bande de fréquence [5GHz-7GHz].

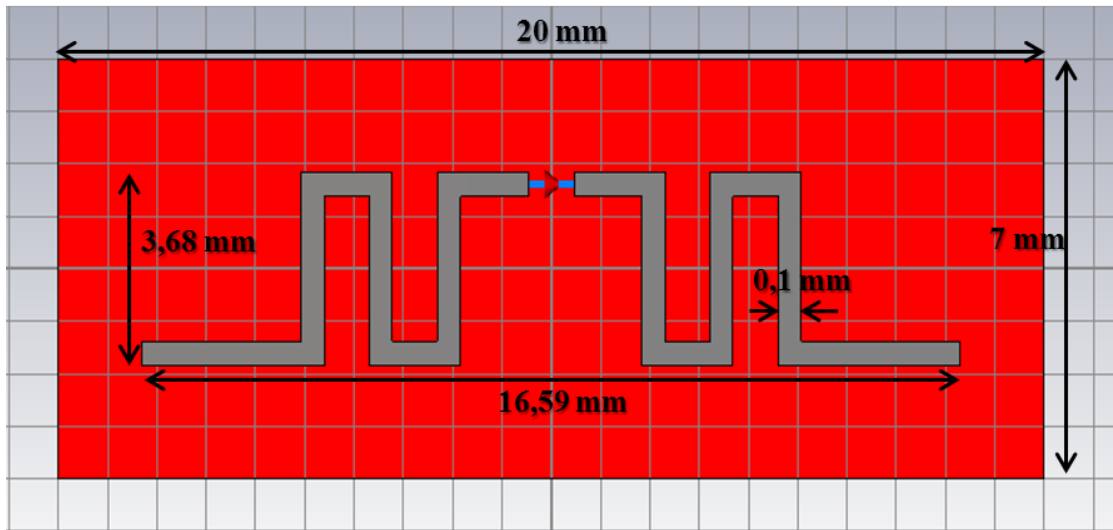


FIGURE 4.4 – Dimension de l'antenne RFID.

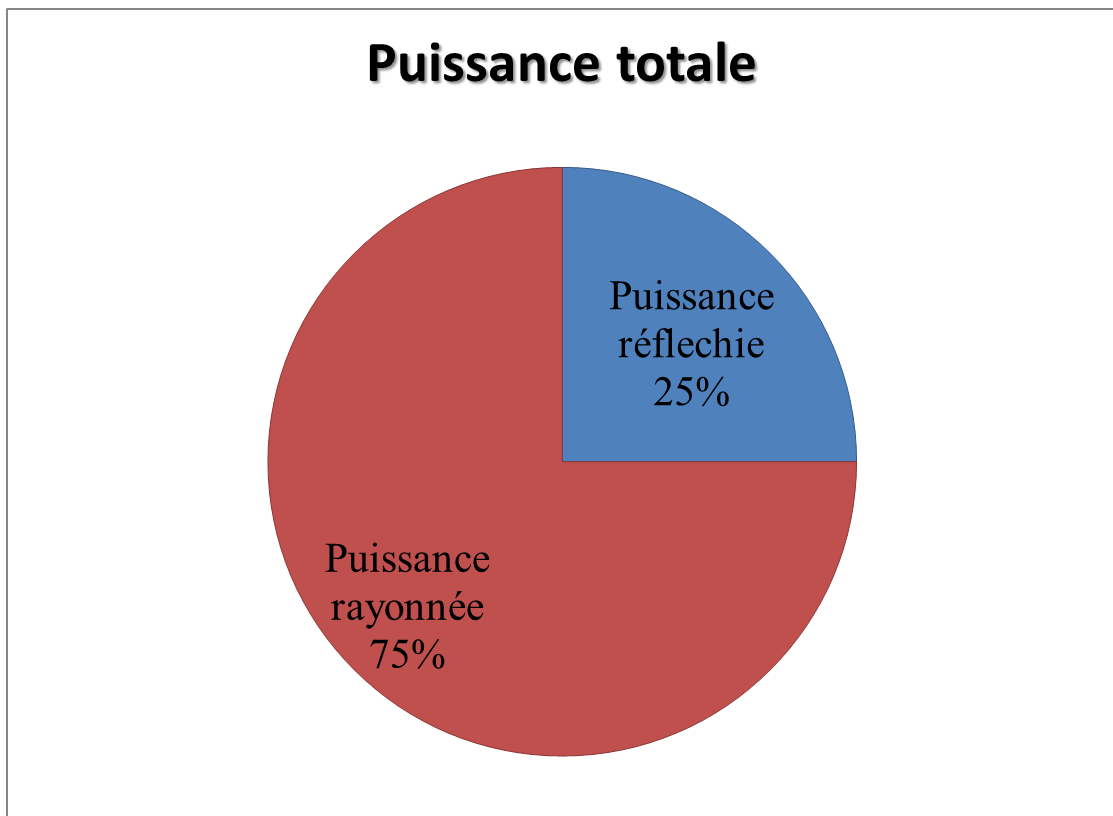


FIGURE 4.5 – Puissance rayonnée et puissance réfléchi de l'antenne RFID conventionnelle.

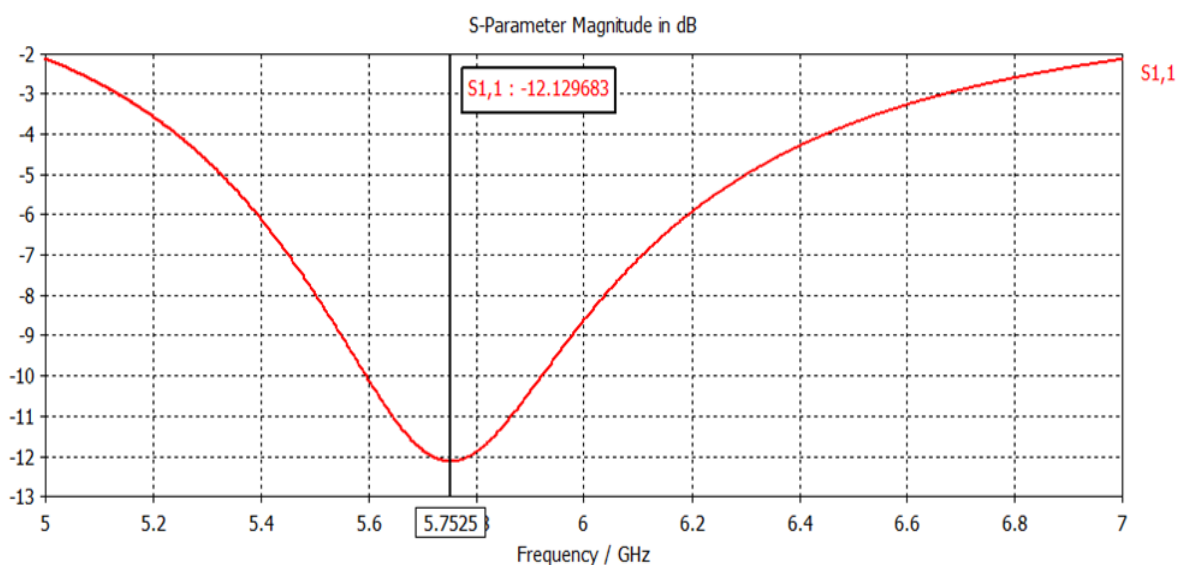


FIGURE 4.6 – Coefficient de réflexion de l’antenne RFID.

Le gain maximal de l’antenne RFID est de 2,19 dBi. Ce gain maximal représente le rapport de la puissance rayonnée dans la direction où elle (la puissance) est maximale à la puissance que rayonnerait cette antenne par unité d’angle solide si elle était isotrope avec la même puissance d’alimentation. Notons qu’un gain très élevé ne signifie pas toujours que l’antenne est de bonne performance et vice versa (un gain faible ne veut pas dire toujours que l’antenne n’est pas performante). En effet, on peut augmenter le gain considérablement d’une manière ou d’une autre mais cela peut causer la désadaptation de l’antenne (le coefficient de réflexion linéaire augmente) et par conséquent on aura une puissance rayonnée totale plus au moins bonne. D’autre part les antennes RFID omnidirectionnelle ont un gain faible (environ 2dBi) même avec une puissance rayonnée importante (coefficient de réflexion linéaire faible), l’explication est que cette puissance émise est rayonnée d’une manière quasi uniforme dans toute les directions ce qui explique le gain faible des antennes RFID omnidirectionnelle.

Donc, la conception de n’importe quelle antenne RFID doit tenir compte de deux éléments primordiaux :

Primo, l’antenne doit assurer un transfert de puissance maximal traduit par un coefficient de réflexion faible (S_{11} tend vers zéro). Secundo, l’antenne RFID peut être directive (gain élevé dans la direction où la puissance rayonnée est concentrée), comme elle peut être omnidirectionnelle avec un gain faible. Donc tout dépend de l’application qu’on souhaite réaliser.

Les diagrammes de rayonnement de l’antenne peuvent être visualisés dans les différents plans de l’espace :

Le plan xz ($\phi = 0^\circ, \theta$) appelé également le plan H, les plans yz ($\phi = 90^\circ, \theta$) et xy ($\phi, \theta = 90^\circ$) sont appelés aussi plans E.

La figure 4.7 représente le gain total de l'antenne. le diagramme du gain en 2D dans le plan ϕ ($\theta = 90^\circ$) est présenté sur la figure 4.8. l'ouverture à 3dB est de l'ordre de $84,5^\circ$. dans le plan xy (plan E).

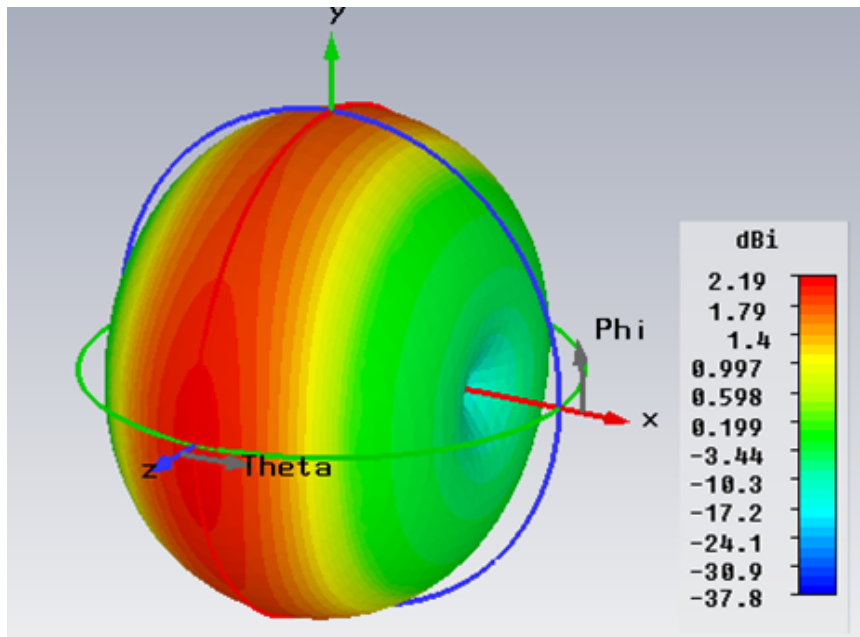


FIGURE 4.7 – Gain total de l'antenne RFID.

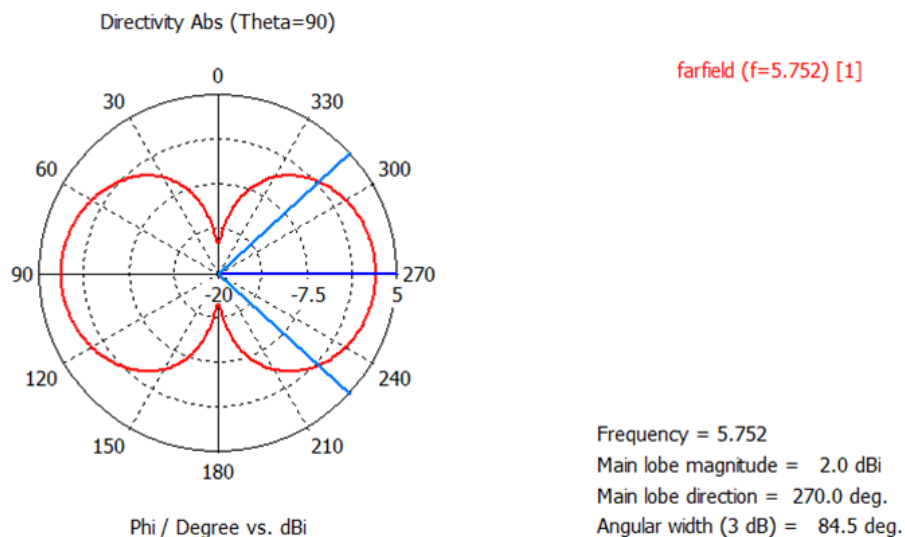


FIGURE 4.8 – Diagramme de gain de l'antenne conventionnelle. Plan xy (plan E)

4.3 Application du métamatériau comme substrat à l'antenne RFID

Dans cette partie on s'intéressera à l'application du matériau main gauche à indice de réfraction nul à l'antenne RFID pour améliorer le gain, la directivité et la puissance rayonnée de l'antenne. Les antennes utilisant les métamatériaux pour l'émission ont été présentées en 2002 par Enoch et al [33].

D'après la loi de Snell

$$\frac{\sin \theta_t}{\sin \theta_i} = \frac{n_i}{n_t} \quad (4.1)$$

Où i dénote le milieu incident et t dénote le milieu de transmission.

Pour $n_i \approx 0$, on a $\theta_i = 0$. Par conséquent, on aura des rayons normaux à la surface. Figure 4.9 (voir aussi Fig 1.10 Chap 1). Comme on peut le voir sur la figure 4.3 précédente, en dehors des deux fréquences où $n = 0$, cet indice de réfraction demeure inférieur à un et proche de zéro ; ce qui permet d'utiliser n'importe quelle antenne dont leurs fréquences de résonance se situent à l'intervalle [5.5GHz-20GHz].

L'antenne est posée sur un substrat epoxy résine d'épaisseur 0.01mm qui est lui même posé sur le métamatériau d'indice de réfraction proche de zéro.

Les résultats de simulation de l'antenne RFID utilisant un substrat main gauche d'indice de réfraction nul montrent une amélioration du gain, de la directivité et de la puissance rayonnée de l'antenne. La figure 4.10 illustre l'antenne RFID posée sur un substrat fait de métamatériau d'indice de réfraction nul.

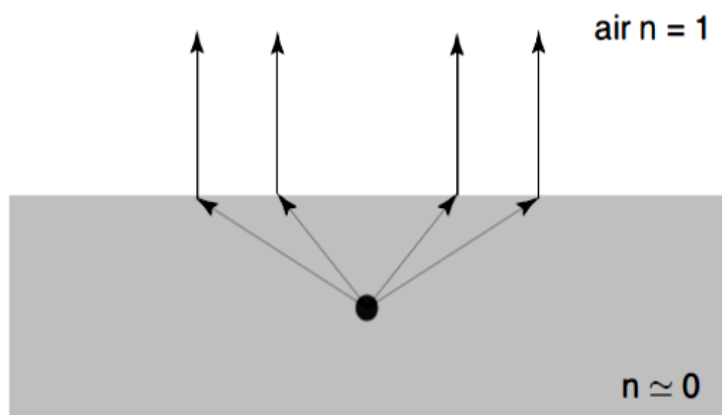


FIGURE 4.9 – Emission d'un dipôle (au milieu) dans un substrat d'indice de réfraction nul.

La figure 4.11 présente l'adaptation de l'antenne RFID. le coefficient de réflexion S_{11} est de l'ordre de -10.8 dB à la fréquence de 5,72 GHz.

Le champ électrique rayonné selon la direction positive de y $\phi = 90^\circ$ est de l'ordre 19.79 dBV/m et il est de l'ordre de 7.1 dBV/m dans les lobes secondaires ($\phi = 320^\circ$ et 220°). or pour l'antenne conventionnel le champ électrique maximal n'excède pas 16,5 dBV/m. La figure 4.12 montre l'intensité du champ E en fonction de la position en degré dans le plan cartésien.

Le gain de l'antenne et de l'ordre de 5.79 dBi dans les directions $\phi = 90^\circ$, il est de l'ordre de -7.2dBi selon la direction $\phi = 320^\circ$ et 220° . La figure 4.13 présente le gain total de l'antenne en 3D. Le gain de cette antenne est considérablement amélioré par rapport à l'antenne conventionnelle.

Une amélioration de l'ouverture à 3dB est également remarquée pour cette antenne elle est passée de 84.5° pour l'antenne conventionnelle à 72° pour l'antenne utilisant le métamatériau.

En résumé le gain, la directivité et l'ouverture sont tous des caractéristiques améliorées en utilisant un matériau main gauche d'indice de réfraction nul comme substrat de l'antenne RFID.

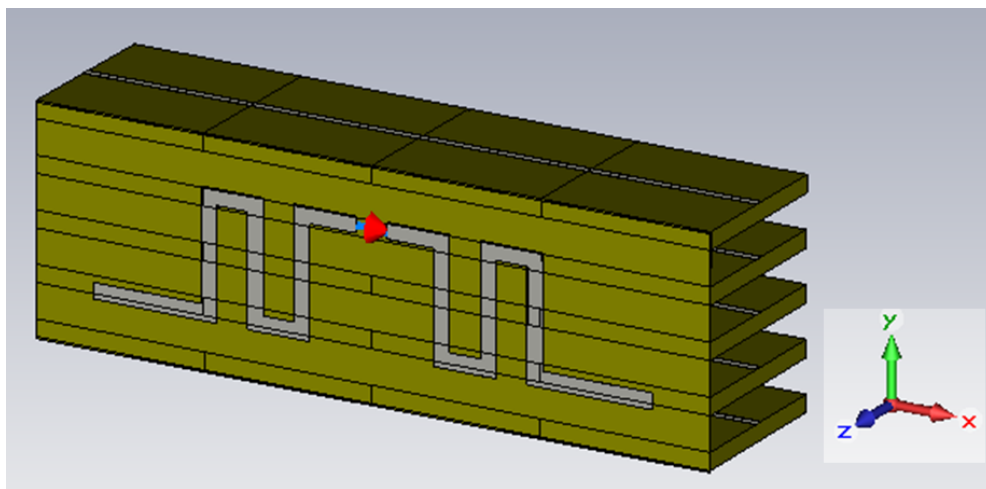


FIGURE 4.10 – Antenne RFID posée sur un substrat fait de métamatériau.

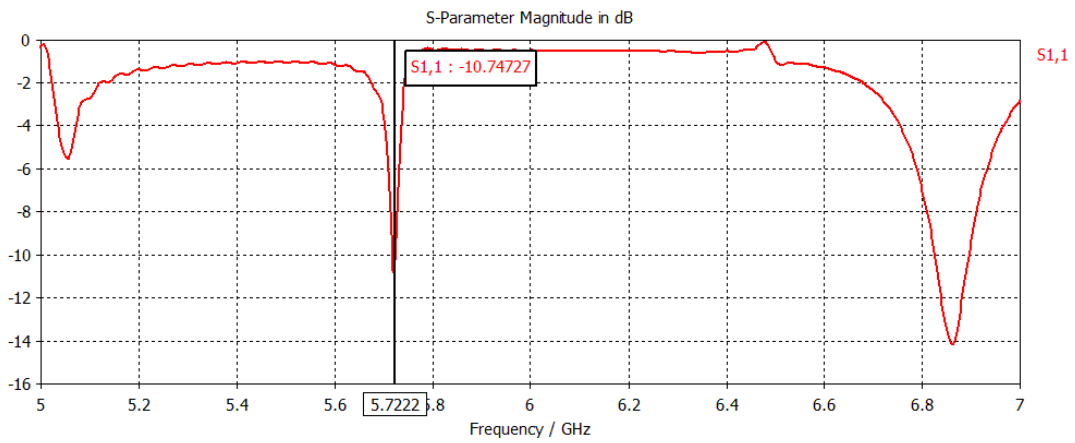


FIGURE 4.11 – Coefficient de réflexion de l'antenne RFID utilisant un métamatériau comme substrat.

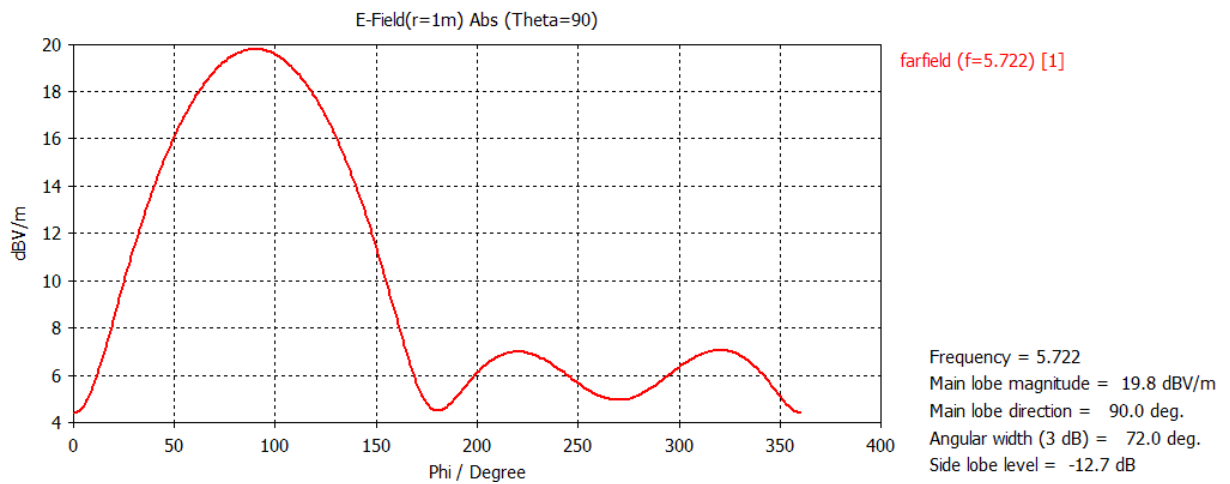


FIGURE 4.12 – Champ électrique E dans le plan ϕ (plan Cartésien).

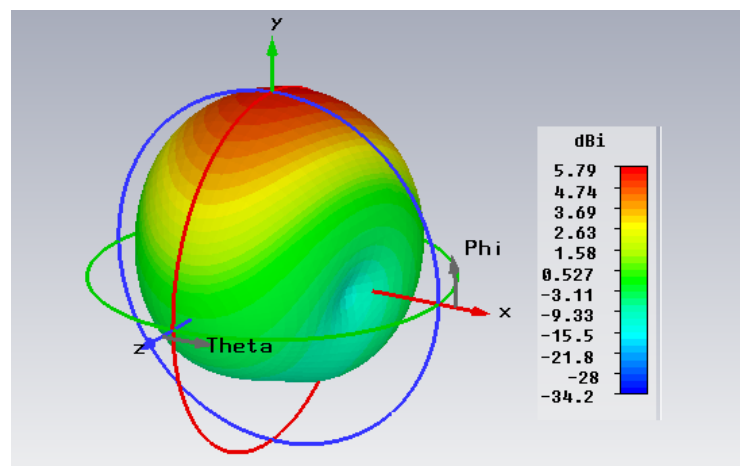


FIGURE 4.13 – Gain de l'antenne RFID utilisant un métamatériau comme substrat (3D).

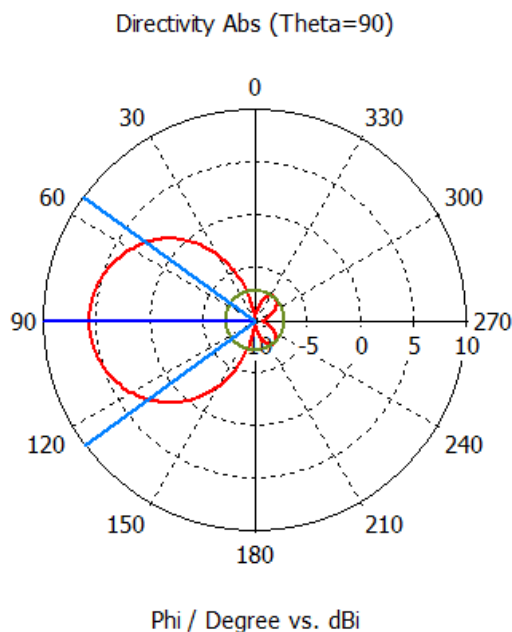


FIGURE 4.14 – Gain de l'antenne RFID utilisant un métamatériau comme substrat dans le plan ϕ .

Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons appliqué un métamatériau à l'antenne RFID afin d'améliorer ses performances. Ce métamatériau est appliqué comme substrat de l'antenne RFID au lieu d'époxy résine. Nous avons pris une antenne qui opère dans les fréquences microondes qui a un gain faible et qui a une puissance rayonnée représentant deux tiers de la puissance totale (puissance d'alimentation).

Nous avons pris un matériau main gauche d'indice de réfraction proche de zéro ce qui donne un angle de transmission proche de zéro et par conséquent les rayons de l'onde incidente seront normaux à la surface du substrat. De cette manière, la puissance émise ne sera pas rayonnée dans toute les directions mais plutôt elle sera focalisée dans une direction, et c'est pour cette raison d'ailleurs que le gain est augmenté et l'ouverture est améliorée.

Conclusion générale et Perspectives

Le domaine de la technologie RFID est très vaste, il ne cesse pas de s'accroître du jour en jour et les tags RFID conçus deviennent de plus en plus petite et qui ne coutent pas chères. L'objectif de ce mémoire était d'étudier les métamatériaux et les appliquer aux antennes RFID.

Pour commencer nous avons présenté les éléments qui constituent les matériaux main gauche, d'abord les RAFs qui présentent une perméabilité négative quand les fréquences de l'onde incidente sont comprises entre la fréquence du plasma magnétique et une autre fréquence qu'on a défini précédemment à condition que le champ magnétique pénètre la structure. Puis les fils métalliques fins qui présentent une permittivité négative pour toute fréquence inférieure à la fréquence du plasma électrique à condition que le champ électrique soit parallèle à l'axe des fils. La simulation avec le CST nous a permis d'avoir les coefficients de réflexion et de transmission qui ont été extraits afin de calculer sous le logiciel MATLAB les différents paramètres effectifs tels que la perméabilité et la permittivité.

Les antennes RFID opèrent dans les bandes de fréquence UHF ou microonde. La conception de ces antennes doit tenir compte de leurs couts, leurs tailles et de quelques caractéristiques inéluctables. En effet l'antenne doit avoir une bonne adaptation afin d'assurer un transfert maximal de puissance du circuit intégré vers l'antenne et vice versa, cela permet d'avoir une longue porté de l'antenne. Puis selon le besoin, on peut concevoir des antennes omnidirectionnelles qui rayonnent pratiquement la même puissance dans toutes les directions (environ un gain de 2dBi) ou bien concevoir des antennes qui sont directives avec une puissance concentrée dans une direction bien défini.

En outre, la simulation d'une antenne RFID qui utilise un substrat ordinaire et un substrat fait de métamatériau nous a permis de voir l'effet de ce dernier sur cette antenne. En effet, nous avons vu comment cette structure d'indice de réfraction proche de zéro a pu améliorer le gain et la directivité.

Cependant, on a pu concentrer le rayonnement dans une seule direction mais l'ouverture à 3 dB de l'antenne n'était pas améliorée considérablement. Le cas idéal est d'avoir une ouverture de 30 à 40 degré, or dans notre cas elle vaut 72°.

Des modifications de la disposition du métamatériau ou bien le nombre de cellule constituant le métamatériau peuvent résoudre ce problème.



Annexe A

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.1 Caractéristiques des antennes

Les caractéristiques des antennes sont déterminées par rapport à une source de référence. Une source ponctuelle qui rayonne sa puissance d'alimentation de façon identique dans toutes les directions constitue la source de référence idéale. Cette source isotrope n'est pas de réalité physique 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 :

$$P_0(\theta, \phi) = \frac{P_a}{4\pi} \quad (\text{A.1})$$

Où P_a est la puissance d'alimentation.

A.1.1 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.

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.

$$F(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{max}} \quad (\text{A.2})$$

A.1.2 Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture est l'angle que font 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 -3 dB. L'angle d'ouverture nous donne une idée assez précise sur la finesse du lobe et de la qualité du rayonnement.

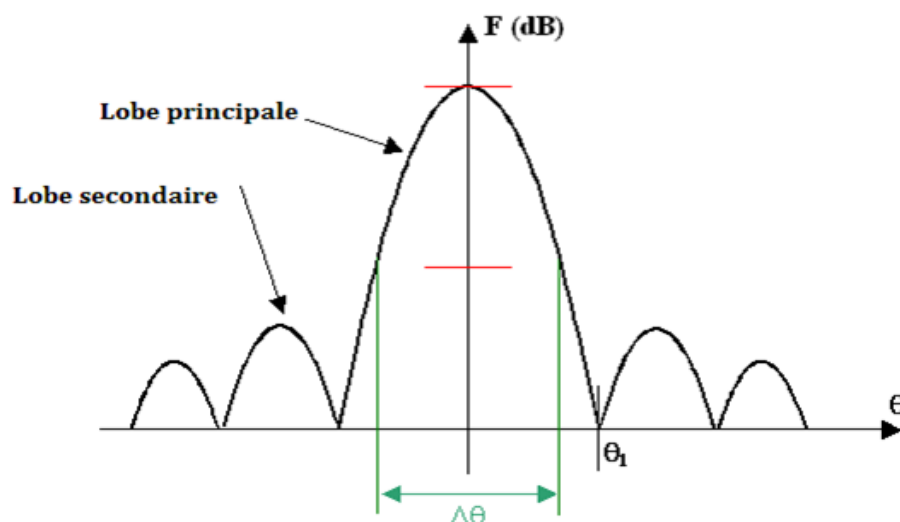


FIGURE A.1 – Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.

A.2 Directivité et gain d'une antenne

A.2.1 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.

$$\eta = \frac{P}{P_a} \quad (\text{A.3})$$

A.2.2 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.

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_0(\theta, \phi)} \quad (\text{A.4})$$

A.2.3 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.

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P(\theta, \phi)}{\eta P_a} \quad (\text{A.5})$$

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 :

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (\text{A.6})$$

B

Annexe B

Présentation du logiciel CST *MicrowaveStudio*[®] (CST MWS)

CST *MicrowaveStudio*[®] (CST MWS) est un outil spécialisé pour la simulation 3D des composants à haute fréquence. La performance de CST MWS a fait de lui le premier choix en matière de technologie et de la simulation.

CST MWS permet l'analyse et précise de haute fréquence (HF) des dispositifs tels que les antennes, filtres, coupleurs, les structures planaires et multicouches. Exceptionnellement conviviales, MWS CST donne rapidement une idée du comportement EM des conceptions à haute fréquence.

CST favorise la technologie complète pour EM en 3D. En outre, CST MWS est intégré dans les flux de travail de l'industrie par le biais de divers standards de l'environnement de conception CST.

CST *MicrowaveStudio*[®] est considéré par les ingénieurs comme un standard de l'in-

dustrie.

Les structures peuvent être simulées en utilisant "the time domaine solver" qui calcule le développement de champs dans le temps à des endroits discret et à des échantillons discrets. il calcule la transmission de l'énergie entre les différents ports et /ou de l'espace ouvert de la structure recherchée.

Quand une dépendance harmonique temporelle des champs d'excitation est supposée, les équations de Maxwell peuvent être transformées dans le domaine fréquentiel. L'équation B.1 montre la transformation du champ E dans le domaine temporel au domaine fréquentiel (*Frequency domain solver*).

$$E(t) = \Re\{E(\omega) \cdot \exp(i\omega t)\} \quad (\text{B.1})$$

B.1 Simulation d'une antenne Patch circulaire

Le modèle consiste en une plaque circulaire située en haut du substrat, elle est alimentée par un guide d'onde à travers la ligne microruban (figure B.1).

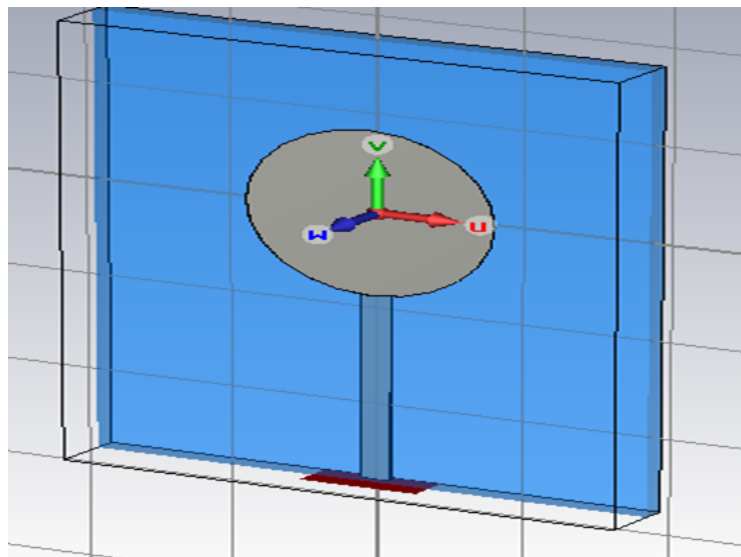


FIGURE B.1 – Antenne Patch circulaire.

Le coefficient de réflexion et le gain sont donnés sur les figures B.2 et B.3 respectivement.

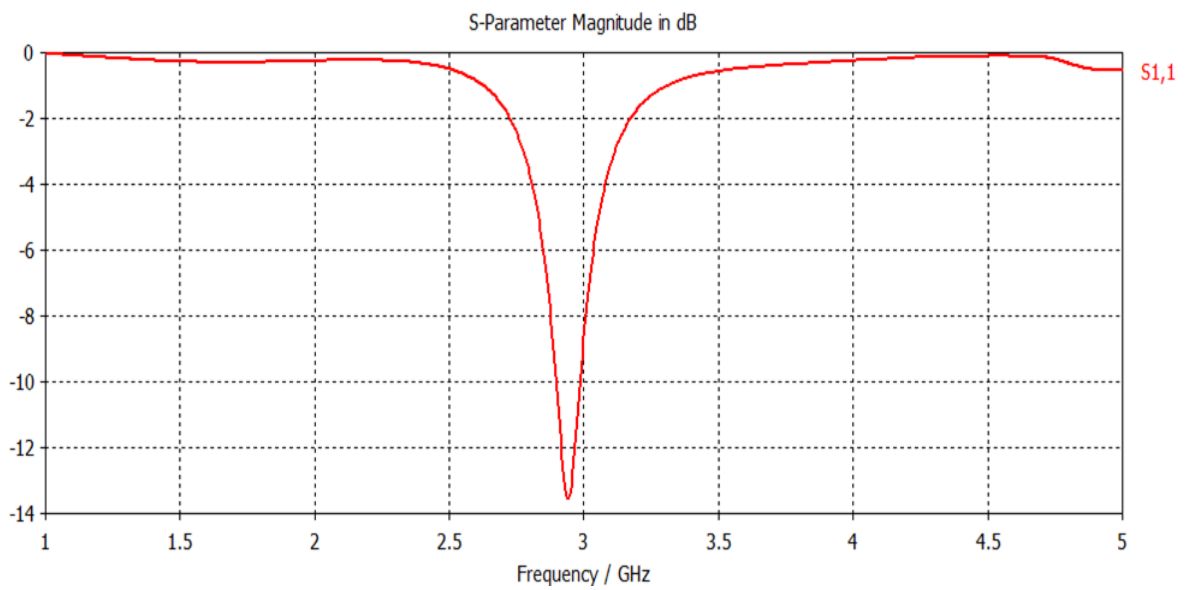


FIGURE B.2 – Coefficient de réflexion.

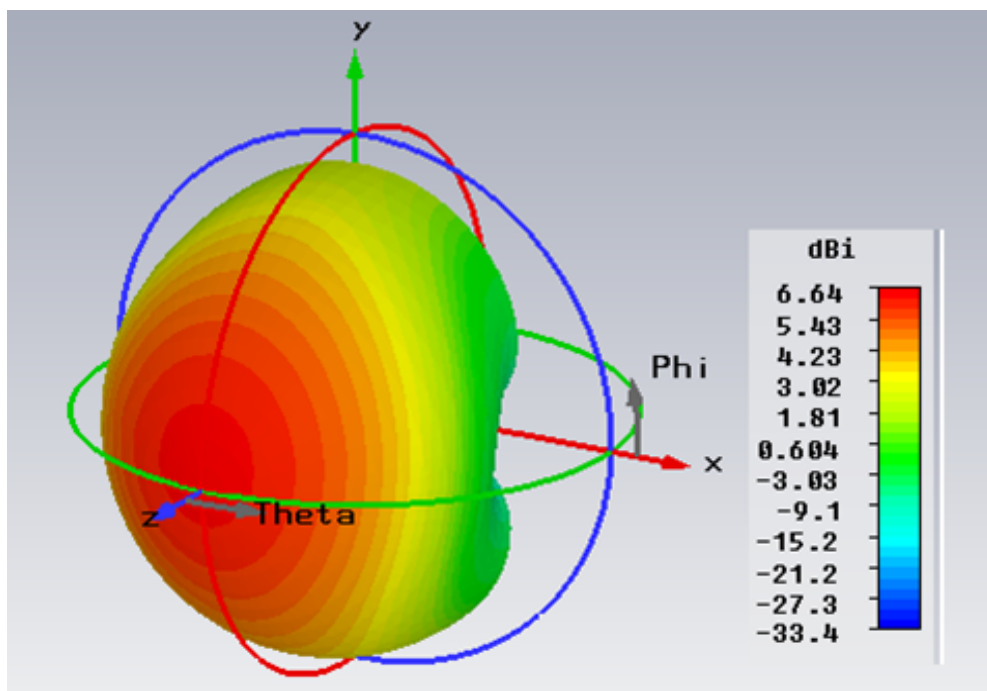


FIGURE B.3 – Gain total.

Bibliographie

- [1] J. D. Jackson. " Classical Electrodynamics ". Wiley, New York PP. 350-355, 1999 (3rd ed).
- [2] A. Hartstein, E. Burstein, A. A. Maradudin, R. Bruwer, and R. F. Wallis, " Surface polaritons on semi-infinite gyromagnetic media ". Journal of Physics C : Solid State Physics, vol. 6, no. 7, pp. 1266-1276, April 1973.
- [3] R. E. Camley and D. L. Mills, " Surface polaritons on uniaxial antiferromagnets ", Physical Review B, vol. 26, pp. 1280-1287, 1982.
- [4] European commission/ European research, studies and reports, Anne F. de Baas (Editor in chief), " Nanostructured Metamaterials Exchange between experts in electromagnetics and material science ", 19-20, 51, 2010.
- [5] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh, " Electromagnetic metamaterials : Transmission line theory and microwave applications ", 2-9, 2006
- [6] V. G. Veselago, " The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", Soviet Physics USPEKHI, vol. 10, no. 14, pp. 509-514, January-February 1968.
- [7] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, " Low frequency plasmons in thin-wire structures ", J. Phys. Condens. Matter, vol. 10, pp. 4785-4809, 1998
- [8] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, " Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena ", IEEE Trans. Micr. Theory. Tech., vol. 47, no. 11, pp. 2075-1084, Nov. 1999.
- [9] P. Gay-Balmaz and O. J. F. Martin, " Efficient isotropic magnetic resonators ", Applied Physics Letters, vol. 81, no. 5, pp. 939-941, July 2002.
- [10] Shah Nawaz BUROKUR, " Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microonde et aux antennes ", Thèse de Doctorat, Novembre 2005.

-
- [11] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, " Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity ", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, May 2000.
- [12] Sébastien Guenneau, Stefan Enoch et Ross McPhedran, " Les ondes sous l'emprise des métamatériaux ", magazine "pour la science ", no.409,pp. 60-61, Novembre 2011.
- [13] J. B. Pendry, " Negative refraction makes perfect lens ", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, pp. 3966-3969, 2000.
- [14] Récardo Marqués, Ferran Martin, and Mario Sorolla, " Metamaterial with negative parameters ", Book, pp. 27, 2008.
- [15] Harry Stockmaby, "Communication by Means of Reflected Power, Proceedings of the IRE", pp. 1196-1204, October 1948.
- [16] F.L. Vernon, Jr, "Application of the Microwave, Homodyne, IRE Transactions on Antennas and Propagation", *AP-4*, 110 (1952).
- [17] D. B. Harris, "Radio transmission systems with modulatable passive responder", *Brevet*.
- [18] Nicolas Seriot, "Les systèmes d'identification radio (RFID) fonctionnement, applications et dangers", pp. 3-12, 2005.
- [19] P. V. Nikitin, and K. V. S. Rao, "Performance Limitations of Passive UHF RFID Systems", *IEEE Antennas and Propagation Society Symp.*, pp. 1011-1014, July 2006.
- [20] 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.
- [21] K. Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on.*, vol. *MTT-13*, no. 3, pp. 194-202, Mar. 1965.
- [22] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, S. F. Lam, V. Pillai, R. Martinez, and H. Heinrich, "Power Reflection Coefficient Analysis for Complex Impedances in RFID Tag Design", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, issue 9, pp. 2721-2725, 2005.
- [23] L. Yang, A. Rida, R. Vyas, and M. M. Tentzeris, "RFID Tag and RF Structures on a Paper Substrate Using Inkjet-Printing Technology", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 55, Issue 12, Part 2*, pp. 2894-2901, Dec. 2007.
- [24] A.Rida,LYang ;R.Vyas,S.Bhattacharya,and M.M.Tentzeris, "Design and integration of inkjetprinted paper-based UHF components for RFID and ubiquitous sensing applications", *IEEE Microwave European Conference*,pp.724-727,Oct. 2007.
-

- [25] Amin Rida, Li Yang, and Manos M. Tentzeris, "Design and Characterization of Novel Paper-based Inkjet-Printed UHF Antennas for RFID and Sensing Applications", *IEEE APS Symposium*, pp 2-3, June 2007.
- [26] M. M. Tentzeris, L. Yang, A. Rida, A. Traille, R. Vyas, and T. Wu, "RFID's on Paper using Inkjet-Printing Technology : Is it the first step for UHF Ubiquitous", Cognitive Intelligence" and "Global Tracking" RFID Eurasia, *2007 1st Annual*, pp. 1-4, 5-6 Sept. 2007.
- [27] Rushi Vyas, Amin Rida, Li Yang and Manos M. Tentzeris, "Design and Development of a Novel Paper-based Inkjet-Printed RFID-Enabled UHF (433.9 MHz) Sensor Node", *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2007*.
- [28] Julien RIVA, "RFID, Libertés Individuelles et Sécurité Face aux risques perçus par le public, comment rendre la RFID acceptable dans le secteur de la distribution", *Mémoire de fin d'études*. pp.20, 2009.
- [29] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markos, C. M. Soukoulis, "Determination of Negative Permittivity and Permeability of Metamaterials from Reflection and Transmission Coefficients", *Phys. Rev. B* 65, 2002.
- [30] H. A. Majid, M. K. A. Rahim, and T. Masri, "Microstrip antenna's gain enhancement using left handed metamaterial structure", *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 8, 235-247, 2009.
- [31] Anne F. de Baas (Editor in chief), "Nanostructured Metamaterials Exchange between experts in electromagnetics and material science", *European commission/ European research, studies and reports*, 51, 2010.
- [32] Benjamin D. Braaten, Robert P. Scheeler, Michael Reich, Robert M. Nelson, Cherish Bauer-Reich, Jacob Glower and Gregory J. Owen, "Compact Metamaterial-Based UHF RFID Antennas : Deformed Omega and Split-Ring Resonator Structures", *Progress In Electromagnetics Research*.
- [33] Enoch, S., G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Guerin, and P. Vincent, "A metamaterial for directive emission," *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 89, No. 21, 213902, Nov. 2002.