

M/621.825

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
Université 8Mai 1945 – Guelma  
Faculté des sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



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

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

---

**La mise en œuvre des méta-matériaux aux antennes imprimés,  
en vue d'améliorer leurs performances**

---

Présenté par :

**COULIBALY Bourahima**

**SANOGO Alassane**

Sous la direction de :

**Madame N.GUEBGOUB**

Mai 2014

## REMERCIEMENTS

Nos sincères remerciements vont en premier lieu à Dieu, le tout puissant de nous avoir donné la force, la volonté et le courage pour concrétiser notre travail.

Nos vifs remerciements s'adressent à Madame N. GUEBGOUB, qui nous a fait l'honneur de nous diriger et nous guider avec patience et gentillesse tout au long de la réalisation de ce travail. Ses encouragements, sa disponibilité constante et surtout ses conseils nous ont été d'une précieuse aide. Merci d'avoir cru en nous et en notre travail.

Nous remercions aussi chaleureusement Mr. MEHRI pour ces précieux conseils.

Nous sommes très reconnaissants à Messieurs les membres du jury, pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Nos sincères remerciements vont à tous les enseignants du Département électronique et télécommunication de l'Université 08 Mai 1945 de Guelma.

Nous remercions aussi profondément tout ceux de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce modeste travail.

14/3082



## SOMMAIRE

Remerciements.....	I
Liste des figures.....	II
Liste des Tableaux.....	V
Liste des Acronymes.....	VI
Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I : étude général des antennes patch</b>	
I.1. Introduction .....	3
I.2. Historique .....	3
I.3. Structure d'une antenne imprimée.....	4
I.4. Paramètre utilise dans la caractérisation des antennes.....	5
I.4.1. Paramètre S.....	5
I.4.2. Le Rapport d'Onde Stationnaire: ROS (VSWR).....	6
I.4.3. La fréquence de résonance et la bande passante.....	7
I.4.4. Le champs de rayonnement éloigné et le patron de rayonnement.....	8
I.4.5. Gain de directivité.....	8
I.4.6. Angle de rayonnement.....	8
I.4.7. Polarisation .....	8
I.4.8. Unité utilisée.....	9
I.5. Applications des antennes imprimées.....	9
I.6. Les diélectriques.....	9
I.7. Alimentation des antennes imprimées.....	11
I.8. Méthode d'analyse des antennes imprimées.....	11
I.8.1. Méthode analytique.....	12
I.8.1.1. Modèle de la Lignes de transmission.....	12
I.8.1.2. Le modèle cavité.....	13
I.8.2. Méthodes rigoureuses (numériques).....	15
I.8.2.1. IE3D pour ZELAND.....	15
I.8.2.2. Microwave studio de CST.....	17
I.8.2.3. HFSS.....	17
I.9. Avantages et inconvénients des antennes imprimées.....	18
I.10. La miniaturisation des antennes patch.....	19

I.10.1. Caractéristiques des antennes miniatures.....	19
I.10.2. La modification du design de l'antenne .....	19
I.10.2.1. Miniaturisation par introduction des fentes.....	19
I.10.2.2. Miniaturisation par repliement (PIFA).....	20
I.10.2.3. Miniaturisation par les structures fractales.....	20
I.10.3. Miniaturisation par les méta-matériaux.....	21
I.10.4. Miniaturisation par L'utilisation de court-circuit ou de charge .....	22
I.11. Conclusion .....	23

## **Chapitre II :**

II.1. Introduction .....	24
II.2. Matériaux a indice négatif .....	24
II.2.1. Historique.....	25
II.2.2. Différentes dénominations .....	28
II.2.3 Classification des matériaux en fonction de leurs permittivités et perméabilité.....	29
II.2.4 L'ingénierie des méta-matériaux.....	30
II.3. Propriété des méta-matériaux .....	31
II.4. Les Surfaces Haute Impédance.....	32
II.4.1. Caractéristiques des surfaces à haute impédance.....	33
II.4.2. Applications des surfaces à haute impédance.....	34
II.5. Applications générale des méta-matériaux .....	35
II.5.1. Grilles des fours à micro-ondes.....	35
II.5.2. Papiers peints empêchant les ondes Wi-Fi ou GSM de traverser.....	35
II.6. Application des méta-matériaux aux antennes.....	36
II.6.1. Antennes optimisées.....	36
II.6.2. Augmentation de la directivité des antennes patch.....	36
II.7. Conclusion.....	38

## **Chapitre III**

III.1. Introduction.....	40
III.2. Etape de conception.....	40
III.2. 1. Calcule des paramètres physiques de l'antenne.....	41
III.2. 2. Calcule des paramètres physiques de la ligne d'alimentation.....	43
III.2.3. Calcul des dimensions du plan de masse.....	45

III.4. Antenne avec superstrat méta-matériaux.....	49
III.4.1. 1 <sup>ère</sup> structure : Etude paramétrique .....	49
III.4.2. Effet de la deuxième couche SRR carré de la première structure.....	51
III.4.3. Structure2 : antenne avec méta-matériau inclinée.....	55
III.5. Structure 3 : antenne inspirée des méta-matériaux.....	60
III.6. Structure 4 : antenne méta-matériaux avec une fente dans le plan de masse.....	65
III.7. Tableau de comparaison de comparaison.....	71
III.8. Conclusion.....	71
Conclusion générale .....	73

Référence Bibliographique

Annexe

---

**Liste des figures**

## Chapitre 1

Figure. I.1 : Schéma de principe d'un système de communication radio

Figure. I. 2 : Représentation d'une antenne imprimée alimenté en microbande.

Figure I.3: Différentes formes d'une antenne patch

Figure I.4 : quadripôle

Figure I.5 : variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

Figure I.6 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.

Figure I.7: modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées

Figure I.8 : Modèle de la cavité à fuite

Figure I.9 : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale)

Figure I.10 : Exemples de miniaturisation par introduction de fente

Figure I.11 : Exemple d'antenne PIFA repliée

Figure I.12 Structure de Sierpinski appliquée à un dipôle

Figure I.13: Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch

Figure I.14 : Exemples de miniaturisation par effet de charge capacitif ou inductif

## Chapitre 2

Figure II.1 : Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques

Figure II.2 : évolution typique de la perméabilité effective (partie réelle) d'un résonateur en anneau fendue (SRR) en fonction de la pulsation présenté à gauche.

Figure II.3 : Le premier prototype de matériau a indice négatif à base de résonateurs à anneaux fendus en formes de C (Split Ring Resonator SRR) et de réseau de fils conducteurs proposé par le groupe de Smith a l'Université de Californie, San Diego (UCSD) ; b) le matériau a indice négatif plus compact proposé par le même groupe

Figure II.4 : Schéma du réseau de nanotubes proposé par Podolsky et ses collaborateurs

Figure II.5 : La cellule élémentaire proposée par Olivier Martin et ces collègues pour la réalisation d'un matériau a indice négatif indépendant de la direction de l'onde incidente

Figure II.6 : Résultats de mesures publiés par le groupe de Itoh pour le coupleur à base de lignes de transmission a indice négatif

Figure II.7 : Prototype d'une ligne à indice négatif à une dimension proposé et réalisé par le groupe d'Eleftheriades

Figure II.8 : classification en quatre quadrants des milieux complexes







**Liste des tableaux**

Tableau III.1 : paramètre de l'antenne patch simple à 3.5GHZ

Tableau.III.2 :comparais entre patch simple et avec méta-matériau structure 1

Tableau III.3: paramètre de l'antenne patch à 4.12GHZ

Tableau.III.4 :comparais entre differentes structure

**LISTE DES ACRONYMES**

ROS (VSWR) : Rapport d'onde stationnaire

RF : Radio fréquence

SHI : Surface Haute Impédance

SRR : Split Ring Resonator

BP : La bande passante

al : groupe de chercheurs

UCSD : université de Californie à San-Diégo

U = intensité de rayonnement ( $W/(unité\ d'angle)$ )

D = gain de directivité

P<sub>rad</sub> = puissance totale radiée (W)

DARPA : research and projects agency

3D : 3 dimensions

YIG : Yttrium – Iron – Garnet

MNR : Materials With Negative Refractive index (matériaux à indice de réfraction négatif)

NRI : Negative Refraction index Materials

LHM : left hand Materials (matériau à main gauche)

MOM : méthode des moments

FEM : méthode des éléments finis (finite element method)

SDT : les techniques spectrales (spectral domain technique)

FDTD : méthode des différences finis dans le domaine temporel (finite difference time domain)

TE : les ondes transversal électrique

TM : les ondes transversal magnétique

GPS : Globale position system

GSM : Globale system for mobile communication

Wifi : Wirelesx fidelity

CMA : conducteur magnétique artificiel

PIFA : patch inverted F Antena

# **Introduction générale**

## INTRODUCTION GENERALE

Depuis quelques années on assiste à une explosion des technologies sans fil, avec la miniaturisation des équipements portables (téléphone, pc, tablette etc...), et les applications de ces équipement demande de plus en plus de bande passante.

C'est pourquoi l'industrie de la télécommunication cherche toujours à concevoir des équipements de plus petite taille avec une grande bande passante pour la transmission des données.

La solution proposée est l'utilisation d'antennes imprimées (faible coût, simple à réaliser etc...). L'antenne imprimée n'est pas un concept nouveau. Les premières publications apparaissent en 1953 avec G. A. Deschamps et en 1955 avec le dépôt d'un brevet français par H. Gutton et G. Baissinot. Les premières réalisations naissent avec R. E. Munson en 1970. Ce n'est qu'à partir de cette date que l'on porte un grand intérêt pour ce concept. Pour voir apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires.

Actuellement les antennes imprimées sont largement utilisé puisqu'il permet de répondre à de nombreuses contraintes commandées par les systèmes. Il est caractérisé par le diagramme de rayonnement, la fonction caractéristique, l'angle d'ouverture, la dynamique d'une antenne, le gain et la directivité. Les domaines d'utilisation privilégiés de ces antennes, sont trouvés dans de nombreux systèmes de communication tels que la téléphonie mobile, les systèmes multimédia sans fil (WIFI, Bluetooth) ou encore les communications spatiales.

Mais ces antennes représentent des inconvénients (bande passante étroite, faible puissance ; encombrement) qui limite donc le débit de transmission et la mobilité de ces équipements.

Depuis des travaux de recherche ont été menés pour améliorer les caractéristiques de rayonnement des antennes imprimé, par le changement soit du nombre de couche (conducteur ou diélectrique) soit du structure géométrique de l'antenne ou plus récemment en jouant sur la permittivité et/ou la perméabilité de la structure rayonnante (les méta-matériaux).

Récemment le développement dans le domaine des structures de propagation électromagnétique et les techniques de fabrication associée à ces structures offrent un grand nombre de nouvelles applications excitantes.

Ces structures s'appellent les méta-matériaux et elles ont des caractéristiques électromagnétiques qui ne se trouve pas ou ne peut pas se produire aisément dans les matériaux normaux.

Les méta-matériaux sont des matériaux artificiels, souvent des structures périodiques de période très faible devant la longueur d'onde. Le terme « méta » vient du grec et est traduit par «

au delà » en français. En d'autres mots, ces méta-matériaux sont des matériaux présentant des propriétés que l'on ne rencontre pas a priori dans la nature.

Il existe deux types de méta-matériaux présentant une réfraction négative. Le premier type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés d'anisotropie des cristaux.

Dans ce cas, une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction est positif.

Le deuxième type est obtenu par une perméabilité et une permittivité simultanément négatives et a été proposé d'après une étude théorique de Veselago en 1967.

C'est dans cette optique que nous avons décidé avec notre encadreur de concevoir une antenne capable de réduire ces inconvénients, pour ce faire plusieurs possibilités existent parmi lesquels on a les réseaux d'antennes, les antennes multicouches et fractal, les antennes méta-matériaux etc..., parmi ces possibilités notre travail se basera sur les antennes méta-matériaux, étant donnée que c'est une nouvelle technologie offrant toujours de nouvelles possibilités.

Notre mémoire s'intitule : La mise en œuvre des méta-matériaux aux antennes imprimées, en vue d'améliorer leurs performances

Pour atteindre nos objectifs notre travail est structuré comme suite :

Un premier chapitre sur l'état de l'art des antennes imprimées dans lequel on expliquera les caractéristiques générales des antennes imprimées; leurs applications et on donnera quelques exemples pour pallier à ces inconvénients.

Le deuxième chapitre sera un aperçu général sur les méta-matériaux; ce chapitre donnera les particularités des méta-matériaux. Il contiendra aussi les différentes formes utilisées en général, et leur application dans les antennes.

Enfin notre troisième et dernier chapitre sera sur la conception et la simulation de différentes structures d'antennes méta-matériaux et leur comparaison avec une antenne patch simple.

# **Chapitre I :**

## **Etude générale des antennes patch**

## I.1. INTRODUCTION

De nombreux systèmes de communication utilisent la propagation des ondes électromagnétiques à travers l'espace environnant. Pour de tels systèmes, les antennes constituent des éléments indispensables pour assurer le couplage entre les équipements et le milieu de propagation. [I.1]

L'antenne est l'élément qui est utilisé pour diffuser les ondes électromagnétiques par rayonnement. Elle joue deux rôles réciproques : la transmission et la réception [I.2] [I.22]. Ainsi, dans une chaîne de communication, elle est toujours le premier élément dans une chaîne de réception ou le dernier élément d'une chaîne d'émission.

Il y a une grande variété de techniques pour réaliser les antennes, chacune d'elles possède ses propres caractéristiques et sert à une application bien déterminée.

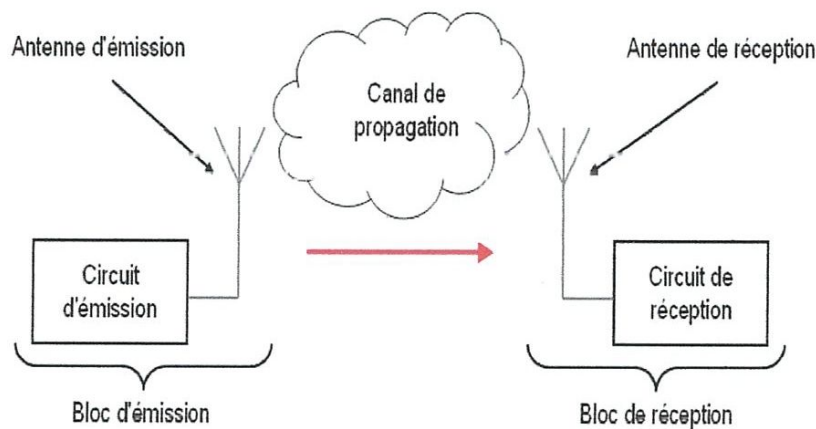


Figure. I.1 : Schéma de principe d'un système de communication radio

Notre objectif dans ce chapitre est de poser les bases théoriques des antennes imprimées, leurs caractéristiques, applications, méthode d'excitations et outils de conception et modélisation, et enfin les différentes techniques de miniaturisation.

## I.2. HISTORIQUE

Le concept d'antennes imprimées est apparu dans les années 1950, mais il faudra attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires, et les années 1990 pour un véritable passage au stade industriel.

Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antenne : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Elles sont aujourd'hui implantées dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes. [I.3]

Le développement prodigieux de ces structures imprimées est lié aux progrès considérables réalisés dans les années 80 dans le domaine de la miniaturisation, de l'intégration des circuits électroniques et surtout des substrats diélectriques à faibles pertes. Il convient de souligner leur faible poids, un encombrement réduit, un faible coût de revient et une configuration plane compatible avec les circuits intégrés et éventuellement conformable. Ainsi, les études et les réalisations s'intensifient et visent de nombreuses utilisations dans les domaines civile, militaire et médical. Ces antennes sont légères, peu encombrantes et peu coûteuses. Selon l'utilisation, on trouve différentes formes d'éléments rayonnants, différents types de substrats ou encore différents types d'alimentation [I.4].

### I.3. STRUCTURE D'UNE ANTENNE IMPRIME

Une antenne à éléments rayonnants imprimés, communément appelée « antenne patch » est une ligne micro-ruban de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques.

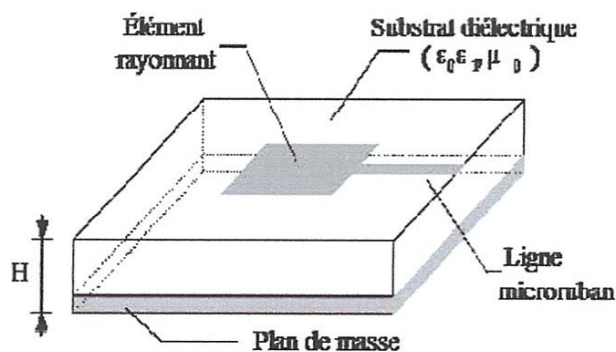


Figure. I. 2 : Représentation d'une antenne imprimée alimentée en microbande.

Nous savons que la propagation des ondes dans une ligne micro-ruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un unique milieu effectif caractérisé par une constante diélectrique exprimée par :



$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (I.1)$$

Ainsi la propagation dépend essentiellement :

- De la largeur  $w$  des circuits de métallisation
  - Des caractéristiques du substrat : à savoir sa constante diélectrique  $\varepsilon_r$  et son épaisseur  $h$ .
- [I.5]

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle, ou d'autres, leurs dimensions sont faibles de l'ordre de  $\lambda/2$  à  $\lambda$ .

Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant.

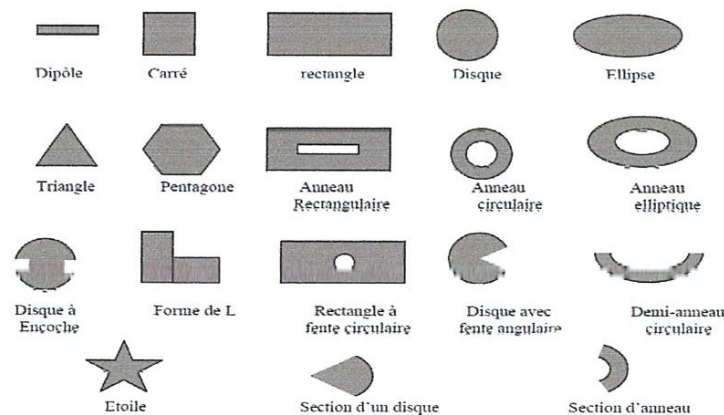


Figure I.3: Différentes formes d'une antenne patch

Parmi toutes les formes des éléments rayonnants, le rectangle est le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes micro bandes. [I.6]

#### I.4. PARAMETRE UTILISE DANS LA CARACTERISATION DES ANTENNES

Une antenne est définie de manière générale, comme un élément qui radie et capte des ondes, c'est donc un élément d'interface entre une source d'onde et le vide. [I.7]

Plusieurs types d'antennes existent et on peut les caractériser avec différents paramètres afin de les classifier. [I.8]

##### I.4.1. Paramètres S

Une autre façon de quantifier la puissance réfléchie est l'utilisation des paramètres S. En effet, les paramètres S définissent les paramètres de réflexion et de transmission entre l'onde réfléchie et

incidente aux bornes d'une composante. En fait, ils décrivent le comportement d'une composante dans le spectre micro-ondes. La figure I.4 permettra de définir les paramètres S.

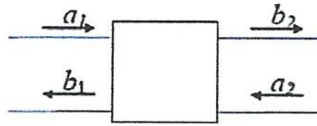


Figure I.4 : Signaux aux bornes d'une antenne patch

$a_1$  = Champs électriques de l'onde entrante à l'entrée de la composante

$a_2$  = Champs électriques de l'onde entrante à la sortie de la composante

$b_1$  = Champs électriques de l'onde sortante à l'entrée de la composante

$b_2$  = Champs électriques de l'onde sortante à la sortie de la composante

À partir de ces variables, on définit les paramètres S. L'entrée et la sortie sont adaptées à une impédance de  $Z_0 \Omega$ .

- ❖  $S_{11} = \left[ \frac{b_1}{a_1} \right]_{a_2=0}$  C'est le facteur de réflexion à l'entrée,
- ❖  $S_{21} = \left[ \frac{b_2}{a_1} \right]_{a_2=0}$  C'est le facteur de transmission d'entrée → sortie,
- ❖  $S_{22} = \left[ \frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1=0}$  C'est le facteur de réflexion en sortie → entrée,
- ❖  $S_{12} = \left[ \frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1=0}$  C'est le facteur de transmission en sortie,

Donc, comme on peut le constater, le paramètre  $S_{11}$  devra être minimal dans la conception de l'antenne parce qu'il caractérise directement la quantité de signaux réfléchis par la composante étudiée.

#### I.4.2. Le Rapport d'Onde Stationnaire : ROS (VSWR)

Le Rapport d'Onde Stationnaire ou ROS tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments. Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, la partie de l'onde réfléchie se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, appelée onde stationnaire. Il se définit comme le rapport des valeurs maximales et minimales de l'amplitude de l'onde stationnaire. Le ROS ou, en anglais, VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio peut également s'exprimer à partir du coefficient de réflexion que nous venons de définir à travers l'expression (I.2). [I.12-16]

$$ROS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (I.2)$$

Autrefois cette valeur était exprimée en pourcentage, on parlait alors de Taux d'Onde Stationnaire mais cette forme de caractérisation est aujourd'hui abandonnée.

### I.4.3. La fréquence de résonance et la bande passante

Hormis les antennes multi-bandes et large bandes, les antennes sont souvent conçues pour travailler selon une seule norme. Cette norme impose une plage de fréquence sur laquelle l'objet communicant doit être à même de travailler, cette contrainte se retrouve donc sur tous les composants du module RF dont l'antenne. Ainsi il faut, pour l'antenne, garantir des caractéristiques acceptables notamment au niveau de l'impédance qui est dépendante de la fréquence. La bande passante d'une antenne définit donc la plage de fréquence dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil fixé arbitrairement. Généralement la bande passante correspond à la plage de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur de -10dB. Mais dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB ce qui permet relâcher certaines contraintes lors de la conception d'une antenne, c'est le cas, par exemple, pour certaines antennes de téléphone mobile. Il est cependant communément admis que si le seuil auquel est considéré la bande passante n'est pas précisé, il s'agit de la bande passante pour un  $S_{11}$  inférieur à -10dB. La Figure 2-2 montre le paramètre  $S_{11}$  d'une antenne en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante à -10 dB. Dans cet exemple la bande passante qui s'exprime en Hertz (Hz) est de 226 Mhz. [I.10]

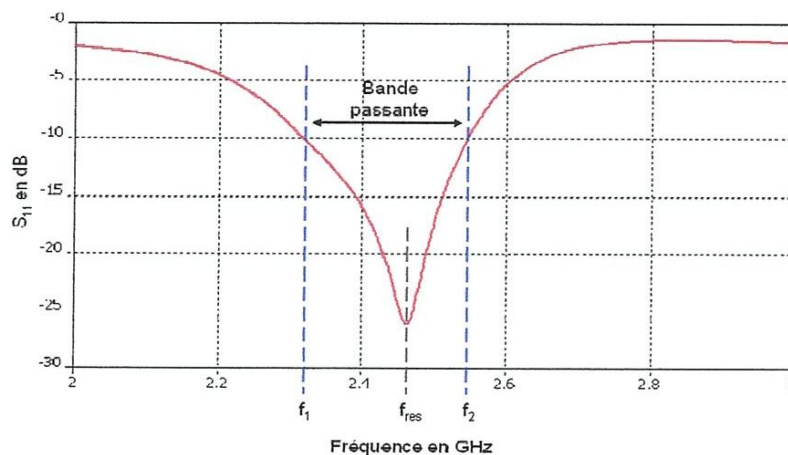


Figure I.5 : variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

La fréquence de résonance,  $f_{res}$ , correspond à la fréquence pour laquelle l'antenne est la mieux adaptée, c'est-à-dire pour laquelle le coefficient de réflexion est le plus faible. Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minima donc plusieurs fréquences de résonance.

Afin de comparer des structures d'antennes, on exprime souvent la bande passante, BP, d'une antenne en pourcentage par rapport à la fréquence de résonance.

$$BP(\%) = 100 \cdot \frac{f_2 - f_1}{f_{res}} \quad (I.3)$$

#### I.4.4. Le champ de rayonnement éloigné ET le patron de rayonnement

Le champ éloigné est défini comme la région d'une antenne où la distribution angulaire du champ est indépendante de la distance de l'antenne. Pour sa part, le patron de rayonnement est une représentation des propriétés de rayonnement de l'antenne dans un espace en 3 dimensions. Habituellement, ce patron est la représentation spatiale de la distribution du rayonnement pour les conditions du champ éloigné. [I.8]

#### I.4.5. Gain de directivité

La directivité est définie comme la valeur du gain de directivité dans la direction de sa valeur maximale. Le gain de directivité est donc défini comme le ratio de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée de l'antenne sur l'intensité de rayonnement moyenne dans toutes les directions. L'intensité de rayonnement moyenne est égale à la puissance totale émise par l'antenne divisée par  $4\pi$ . Elle peut donc être définie par l'équation suivante. [I.8]

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (I.4)$$

$U$  – intensité de rayonnement ( $W/$  (unité d'angle))

$D$  = gain de directivité

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

#### I.4.6. Angle de rayonnement

L'angle de rayonnement est défini comme l'angle (en degré) pour lequel une antenne directive va fournir un gain à 3dB près de la valeur du gain dans la direction de rayonnement maximale. [I.8]

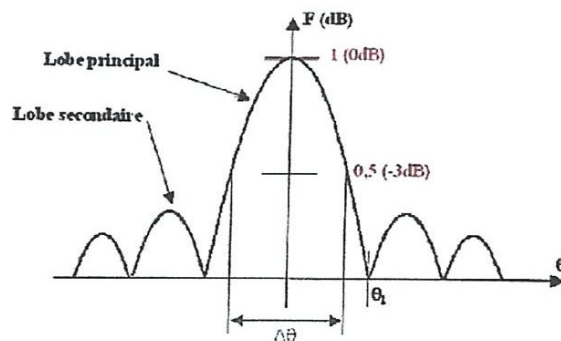


Figure I.6 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.

#### I.4.7. Polarisation

La polarisation peut être définie comme étant la polarisation de l'onde émise par l'antenne. Cette polarisation peut être elliptique, circulaire et linéaire. [I.8]

La polarisation affecte donc la manière avec laquelle l'onde se propage dans l'air.

### I.4.8. Unité utilisée

Dans le domaine de la micro-onde, on utilise les dB, les dBm et les dBi pour caractériser les composantes. Les dB sont principalement utilisés pour les ratios entre les 2 puissances et les dBm ( $1\text{m W} = 0\text{ dBm}$ ) sont utilisés pour quantifier la puissance. La raison pour laquelle on utilise les dBm est que la majorité des équipements fonctionne à des puissances de l'ordre des mW [3]. Pour leur part, les dBi sont le ratio en décibel du gain effectif d'une antenne comparé au gain d'une antenne isotrope.

$$\text{dB} = 10 \log N \quad (\text{I.5})$$

$N$  = ratio de puissance

$$\text{dBm} = 10 \log N \quad (\text{I.6})$$

$N$  puissance en mW

$$\text{dBi} = 10 \log G \quad (\text{I.7})$$

$G$  = Gain de l'antenne par rapport à une antenne isotrope

## I.5. APPLICATIONS DES ANTENNES IMPRIMEES

Les demandes des antennes imprimées sont au loin très nombreuses, de l'électronique grand public aux systèmes technologiques de pointe. Les antennes imprimées sont utilisées dans :

- ✓ La télémétrie des missiles.
- ✓ Les contrôles et les commandes à distance.
- ✓ Les radars.
- ✓ Les Réseaux mobiles (GSM 900, DCS 1800, UMTS, ...).
- ✓ Réseaux sans fils : (WLAN, BLUETOOTH, WIFI, ...).
- ✓ Les communications spatiales (GPS).

Plusieurs systèmes complexes comme les radars de poursuite ont été miniaturisés à partir de la taille réduite des antennes planaires.

## I.6. LES DIELECTRIQUES UTILISES DANS LES ANTENNE PATCH [I.17]

Le substrat diélectrique sert non seulement de support mécanique de la structure mais il joue également sur le comportement et les performances électromagnétiques de l'aérien. On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ( $\tan \delta < 10^{-3}$ ) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ( $\epsilon_r < 2,5$ ) dont le rayonnement est amélioré tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une hauteur donnée.

Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques et conserver sa forme originelle. Il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus propre possible.

L'intérêt majeur des diélectriques réside dans la réduction d'encombrement qu'ils occasionnent sur les aériens.

Les matériaux diélectriques employés pour les structures imprimées se sont largement développés ces dernières années et peuvent être regroupés en plusieurs familles.

➤ **Les matériaux céramiques :**

Pour les circuits micro rubans, le matériau céramique le plus répandu est sans doute l'alumine ( $Al_2O_3$ ). D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité mais sont extrêmement fragiles. Leurs permittivités relatives sont pour la plupart élevées

➤ **Les matériaux semi-conducteurs :**

Les circuits M.M.I.C. sont fabriqués avec des semi-conducteurs de type Arséniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si). La surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, les destine à des applications dans le domaine millimétrique.

➤ **Les matériaux ferromagnétiques :**

Ils comprennent les substrats Ferrite et YIG (Yttrium – Iron – Garnet). L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des calculateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

➤ **Les matériaux synthétiques :**

Les plus connus sont le polyéthylène, le polyester, le téflon (très utilisé du fait de son coût modéré), le polypropylène... La plupart de ces matériaux possède d'excellentes propriétés électriques : une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ( $\tan \delta \approx 0,0003$ ).

➤ **Les matériaux composites :**

Les fabricants de substrats ont essayé de combiner les qualités radioélectriques et mécaniques requises. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre de verre (cas du DUROID 5870, de l'Arlon 320) ou de la poudre de céramique (ARLON 340), les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage, ajuster la permittivité.

➤ **Les matériaux T.M.M. (Thermoset Microwave Material) :**

Constitués de résines chargées de différents composants céramiques, ils génèrent une gamme de substrats TMM-3, TMM-4, TMM-6, TMM-10 de faibles pertes ( $\tan \delta < 0,0018$ ) pour des permittivités respectivement égales à 3,25 - 4,5 - 6,5 - 9,8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.

➤ **Les matériaux RO3000 :**

Ces matériaux sont de permittivité relative stable en température et en fréquence. Ils sont fabriqués par ajout de poudre céramique au Téflon et peuvent être utilisés à haute fréquence ( $> 30$  GHz).

## I.7. METHODES D'ALIMENTATION

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière où on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

Les méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être classées en deux catégories :

- ❖ Les alimentations par contact ou alimentation directe par exemple :
  - ✓ La ligne micro ruban.
  - ✓ Câble coaxiale.
- ❖ Les alimentations par proximité ou couplage électromagnétique par exemple :
  - ✓ Alimentation couplée par ouverture.
  - ✓ Alimentation couplée par approximation.

## I.8. METHODE D'ANALYSE

Malgré le fait que les antennes imprimées aient une structure très simple, leur analyse est quand même complexe spécialement à cause du substrat diélectrique. Des modèles plus rigoureux, basés sur des équations intégrales ont commencé à apparaître au début des années 1980. Ils offrent la meilleure précision mais une grande quantité des calculs numériques sont requis. En conséquence, les modèles simples sont encore utilisés.

### I.8.1. Méthode analytique

Les méthodes analytiques sont issues d'une approche physique du phénomène ou des hypothèses simplificatrices permettent d'obtenir des équations assez simples mais en contrepartie, on obtient des résultats approchés. Ces méthodes sont généralement basées sur les courants magnétiques équivalents le long des bords du patch.

#### I.8.1.1. Modèle de la Lignes de transmission

L'antenne est considérée comme une ligne de transmission dont les deux extrémités sont des ouvertures (fentes) rayonnantes (Figure I.7); ce modèle est complété en tenant compte des pertes dans le diélectrique, dans les conducteurs et du couplage entre les deux ouvertures.

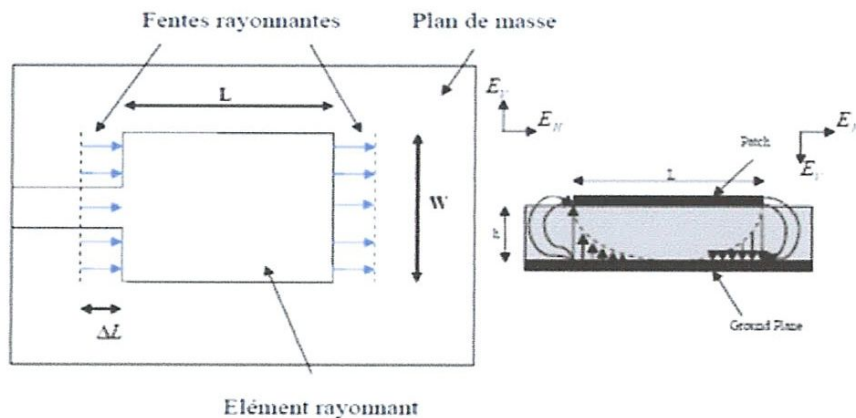


Figure I.7: modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées

La conception d'une antenne patch rectangulaire est basée sur ce modèle. Donc, on peut calculer les paramètres physiques de notre antenne en utilisant les équations suivantes :

La largeur du patch est donnée par :

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (I.7)$$

Avec  $f_0$  : fréquence de résonance ;

$\epsilon_r$ : Permittivité relative du substrat;

$c$  : la vitesse de la lumière dans le vide =  $3 \cdot 10^8$  m/sec

Du fait que la propagation se fait à la fois dans le diélectrique et dans l'air on introduit une constante diélectrique effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  relative à la discontinuité l'interface air-diélectrique.



Pour  $w \gg h$  :  $\epsilon_{\text{eff}}$  est donnée par JAMES-HALL [I.9] [I.23]:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-0,5} \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$\epsilon_{\text{eff}}$  : permittivité effective.

$h$  : la hauteur du substrat.

$W$  : la largeur du substrat.

Longueur du patch :

$$L = L_{\text{eff}} - 2 \Delta L \quad (\text{I.9})$$

Les deux extrémités de l'élément se comportent comme des continuités de type circuit ouvert équivalent à deux capacités ; chaque capacité peut être remplacé par une extension équivalente  $\Delta L$  [25] [26] : Selon LIER :

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_e + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_e - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (\text{I.10})$$

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{I.11})$$

### I.8.1.2. Le modèle cavité

La connaissance de la répartition du champ électromagnétique en zone de champ proche de l'aérien permet de comprendre le fonctionnement de ce dernier. On adopte en général dans un premier temps une méthode approchée, la méthode de la cavité, pour simplifier le problème. La figure I.8 présente la structure d'une antenne plaquée telle qu'elle est modélisée dans cette approximation.

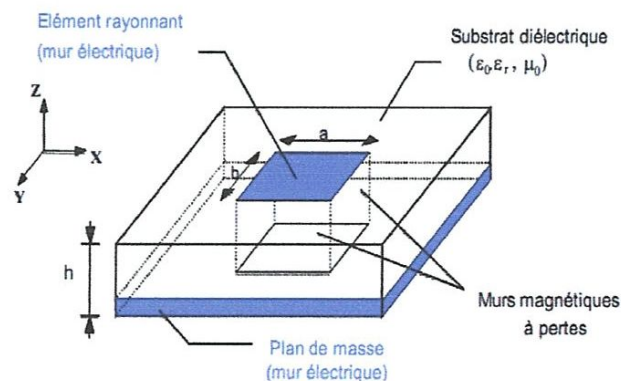


Figure I.8 : Modèle de la cavité à fuite

obtenu en dehors des bords rayonnants de la structure et à d'autres fréquences que celles de résonance de la cavité.

### **I.8.2. Méthodes rigoureuses (numériques)**

Lorsqu'il est appliqué correctement, ce modèle est très précis, très souple et traite les éléments isolés aussi bien que les réseaux, les formes arbitraires et le couplage. Cependant c'est le modèle le plus complexe. Ces méthodes sont basées sur le problème aux limites des grandeurs électromagnétiques, qui aboutissent à une équation intégrale en faisant appel aux fonctions tensorielles de Green, soit dans le domaine spectral, ou directement dans le domaine spatial. Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation et s'avèrent être très rigoureuses, puisque aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des antennes de formes très variées, mais font appel à des formulations ou calculs plus complexes et des temps de calcul plus importants.

Comme il est important de noter que, le choix des fonctions de test et l'intégration dans le plan complexe sont des étapes critiques durant le processus de résolution numérique.

Les différentes méthodes rigoureuses sont :

- méthode des moments (MOM)
- méthode des éléments finis (FEM) (finite element method)
- les techniques spectrales (SDT) (spectral domain technique)
- méthode des différences finis dans le domaine temporel (FDTD) (finite difference time domain)

Ces méthodes sont principalement utilisées par les logiciels de simulation. nous présentons dans ce paragraphe quelques outils numériques de modélisation et de conception en micro existants sur le marché.

#### **I.8.2.1. IE3D de ZELAND**

IE3D est un outil de simulation électromagnétique utilisant la méthode des moments et est conçu par la compagnie Zeland Software. [I.24] Ce logiciel permet de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de circuits, comme les MMICs, les circuits micro-onde, les antennes en micro ruban et bien plus encore.

Premièrement, comme les outils de bureautique qu'on a l'habitude d'utiliser, IE3D offre une interface graphique conviviale et facile à utiliser.

Cet outil permet, entre autres, de simuler des structures métalliques en 3 dimensions contenues dans des couches multiples de diélectrique. Des bibliothèques de construction sont disponibles afin d'accélérer la conception. On peut donc rapidement insérer des formes de base telle que des rectangles, sphères, cercles, cylindres, etc. On peut également créer des formes non spéciales avec un outil de génération automatique. IE3D offre aussi la possibilité d'éditer le modèle en sélectionnant des points particuliers ou les arêtes d'un objet. Les capacités de construction et d'édition de modèle d'IE3D semblent donc suffisamment développées et faciles à utiliser pour son utilisation dans la conception d'antenne en micro-ruban.

Cet outil permet aussi de simuler un plan de masse finie ou infinie, ce qui distingue IE3D de plusieurs concurrents, car beaucoup d'outils de modélisation électromagnétique n'offrent que la simulation avec un plan de masse infinie. Dans le cas de la conception d'une antenne en micro ruban, l'utilisation d'une mise à la terre finie va donner des résultats plus proches de la réalité.

Cet outil permet aussi d'effectuer des simulations en 3 dimensions en spécifiant l'épaisseur des métallisations et des diélectriques.

Par exemple, on peut voir le diagramme de rayonnement en 3 dimensions, on peut aussi voir la densité de courant sur la surface de notre élément de rayonnement ainsi que sa ligne d'alimentation. Aussi on peut voir les paramètres  $S$  en dB en fonction de la fréquence qui sont représentés. Et bien évidemment, on peut avoir les courbes de l'impédance en fonction de la fréquence, l'abaque de Smith, la courbe du VSWR et bien autre.

Une autre option intéressante d'IE3D est l'optimisation du modèle afin que celui-ci rencontre divers critères de performance, comme un VSWR minimal à la fréquence de résonance désirée. Cette optimisation se fait en quelques étapes rapides, qui consistent à sélectionner une partie du modèle directement sur la figure et de lui mettre des bornes de déplacement. Après avoir sélectionné les paramètres d'optimisation et avoir défini leurs bornes, il faut choisir pour quelle réponse, on fait l'optimisation. Cette réponse peut être les paramètres  $S$ , l'impédance, le VSWR, etc. Cette fonctionnalité sera très intéressante à utiliser dans la conception de l'antenne en micro-ruban, pour ne pas dire nécessaire. Ensuite, IE3D offre une autre fonction intéressante, c'est-à-dire une fonction de résolution matricielle qui permet de réduire considérablement le temps de calcul ; et un tutoriel très complet pour la conception et la simulation d'antenne en micro ruban. Cette documentation permet donc d'accélérer l'apprentissage de ce nouvel outil ainsi que le temps nécessaire pour modéliser la première antenne. Des fonctions comme l'optimisation, la résolution matricielle, l'édition avancée qui permettent de faire un modèle 3D, le plan de masse finie et finalement le tutoriel, en font un logiciel bien adapté à la tâche effectuée dans le cadre de ce travail.

### **I.8.2.2. Microwave studio de CST [I.25]**

Microwave Studio est un outil de simulation électromagnétique conçu par la compagnie CST basée sur la méthode FDTD. Ce logiciel permet de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de circuits micro-onde autant de type coaxial que Microstrip. Premièrement, comme les outils de bureautique qu'on a l'habitude d'utiliser, Microwave Studio offre une interface graphique conviviale et facile à utiliser.

Cet outil permet de construire des modèles en 3 dimensions avec une grande facilité. En effet, l'outil inclut les primitives d'objet comme des cubes, sphères, etc. Contrairement aux autres outils, l'édition du modèle s'effectue en trois dimensions. Donc, il ne s'agit pas de spécifier l'épaisseur des différentes couches de matériaux et faire le modèle en 2 dimensions, mais bien de modéliser chaque couche. Microwave Studio offre aussi plusieurs graphiques différents pour faciliter l'analyse de notre modèle. On peut aussi voir la densité de courant sur la surface de notre élément de rayonnement ainsi que sa ligne d'alimentation. Aussi on peut voir les paramètres S en dB en fonction de la fréquence. Et bien évidemment, on peut avoir les courbes de l'impédance en fonction de la fréquence, l'abaque de Smith, la courbe du VS WR et bien d'autres.

Une autre option intéressante de Microwave Studio est l'optimisation du modèle afin que celui-ci rencontre divers critères de performance, comme un VSWR minimal à la fréquence de résonance désirée.

De plus, Microwave Studio fait les simulations avec un plan de masse finie et on a la possibilité de spécifier les conditions aux bornes de la composante. Ces 2 caractéristiques augmentent donc le réalisme des simulations et nous permettent d'analyser le comportement d'une composante lorsque les conditions aux bornes changent.

Pour terminer, la solution logicielle offerte par CST, Microwave Studio, est une option très intéressante pour la conception d'antenne en microruban. Des fonctions comme l'optimisation, l'édition en 3 dimensions, la modélisation par variable, le plan de masse finie et la possibilité de définir les conditions aux bornes, en font un logiciel très intéressant pour la tâche à effectuer dans le cadre de ce travail.

### **I.8.2.3. HFSS**

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un outil performant à onde électromagnétique (EM) commercial qui fait la simulation du champ d'un modèle arbitraires en 3D.

Il intègre la simulation, la visualisation, la modélisation des solides, et l'automatisation dans un environnement facile à utiliser où les solutions des problèmes EM 3D sont obtenues rapidement et avec précision.

Ansoft HFSS peuvent être utilisées pour calculer des paramètres tels que Paramètres S, fréquence de résonance, et des champs électriques et magnétiques.

HFSS s'appuie sur la méthode numérique fréquentielle des éléments finis (FEM : Finite Element Method). Cette méthode effectue les tâches suivantes :

- Discrétisation de l'espace : HFSS est un simulateur interactif qui effectue un maillage en portions élémentaires pour surmonter les difficultés rencontrés avec des structures en 3D comportant des formes et des courbes inhabituelles.
- Résolution des équations de Maxwell (équations différentielles) en un certain nombre de points discrets
- Prise en compte des conditions aux limites

### **I.9. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES IMPRIMES**

Actuellement, les antennes micro rubans sont largement utilisées, leurs applications couvrent un large domaine de fréquence 100 MHz à 100 GHz, leur configuration et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile,).

Parmi les avantages de ces d'antennes, on peut citer : [I.18-20]

- ✓ Profil plat
- ✓ Faible poids.
- ✓ Volume réduit.
- ✓ La conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes.
- ✓ Simplicité de leurs structures.
- ✓ Faible coût de fabrication donc la production en grandes quantités devient facile.
- ✓ Plusieurs éléments radiants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec d'autres circuits imprimés (déphaseurs, commutateurs, etc.).

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants : [I.18] [I.21]

- ✓ Faible bande passante (1 à 5 %), le facteur de qualité Q, va d'environ 50 jusqu'à 75.
- ✓ Faible puissance.
- ✓ Impureté de la polarisation.
- ✓ Faible gain.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation. Pour pouvoir remédier à certaines de ces inconvénients plusieurs solutions se proposent par exemple : les réseaux d'antenne, les fractales, les méta-matériaux etc...

## **I.10. LA MINIATURISATION DES ANTENNES PATCH**

Il existe plusieurs techniques différentes permettant d'obtenir une réduction de taille plus ou moins significative. Et en fonction du type d'antenne toutes ces techniques de miniaturisation ne sont pas applicables. Nous allons ici présenter les techniques de miniaturisation les plus courantes.

### **I.10.1. Caractéristiques des antennes miniatures**

La réduction en taille d'une antenne se traduit généralement par une réduction importante de la bande passante ainsi qu'une diminution de son efficacité de rayonnement [I.26]. En effet, la réduction des dimensions de l'antenne entraîne une augmentation de l'intensité des champs électromagnétiques au voisinage de la structure. Les phénomènes de résonance susceptibles de se produire présentent alors un fort coefficient de qualité qui rend délicat l'adaptation de l'antenne ainsi que l'obtention de larges bandes passantes. C'est pourquoi, les antennes imprimées ont la particularité de présenter des performances médiocres qui se dégradent en même temps que leurs dimensions se réduisent. De plus, les antennes sont sensibles aux matériaux métalliques et diélectriques qui constituent leur proche environnement de rayonnement. Ces phénomènes sont classiquement connus sous le nom d'effet de proximité. Citons comme cas particulier à ces effets, la structure sur laquelle ces antennes sont disposées est susceptible de modifier fortement leur fonctionnement, d'autant que les dimensions de cette structure sont généralement petites (de l'ordre de la longueur d'onde). Cette sensibilité peut aussi poser des problèmes d'expérimentation où les systèmes de maintien et d'alimentation des antennes (câble coaxial) peuvent provoquer des modifications sur l'impédance d'entrée et le rayonnement. Ces phénomènes s'expliquent également par la présence de forts champs électromagnétiques au voisinage de l'antenne imprimée qui sont susceptibles de se coupler avec les proches structures environnantes.

### **I.10.2. La modification du design de l'antenne**

#### **I.10.2.1. Miniaturisation par introduction des fentes**

Une première façon de réduire significativement la taille des antennes consiste à modifier sa forme, son design. Sur les antennes planaires comme les patches, en introduisant des fentes ou des méandres latéraux sur le contour de l'antenne, le courant va être forcé de les contourner [I.28-32]. Cela va avoir pour conséquence de rallonger la longueur électrique, donc d'abaisser la fréquence de résonance de la structure. Une réduction de la fréquence de la résonance est

équivalente à une réduction de la taille de l'antenne si on se ramène toujours à la même fréquence de travail. La mise en œuvre de cette technique peut réduire la taille d'une antenne patch de 50% mais la largeur de bande est diminuée ainsi que l'efficacité de rayonnement de l'antenne. La (figure 10) montre des exemples de mise en œuvre de cette technique de miniaturisation.

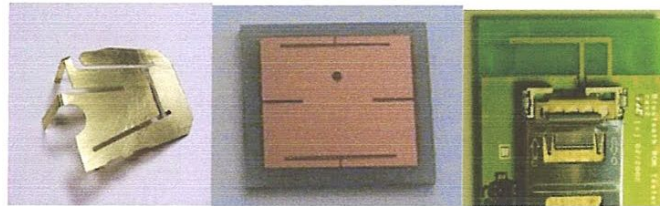


Figure 1.10 : Exemples de miniaturisation par introduction de fente

### I.10.2.2. Miniaturisation par repliement (PIFA)

Pour les antennes filaires comme les dipôles ou monopôles, imprimés ou non, le repliement est également une modification de la forme originale de l'antenne qui permet de réduire son encombrement. Le repliement peut également être appliqué sur des structures planaires comme des PIFA (Figure 11) ou non seulement le repliement du plan rayonnement réduit le volume de la structure mais crée en plus en effet capacitif qui contribue à la diminution de la fréquence de résonance.

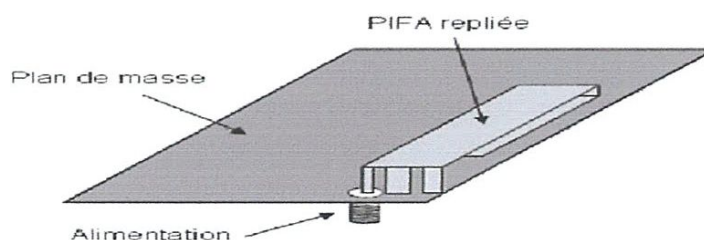


Figure 1.11 : Exemple d'antenne PIFA repliée

### I.10.2.3. Miniaturisation par les structures fractales

Un autre type de modification de design est l'utilisation de structures fractales, on parle alors d'antenne fractales. Il s'agit d'antenne classiques planaires ou filaires dont le design est issu d'algorithmes mathématiques basés sur des fonctions itératives. Parmi les formes fractales les plus utilisées, il y a celles de Von Kock, de Hilbert et de Sierpinski.

La Figure 13 présente une structure de Von Kock appliquée à un dipôle à l'ordre un et à l'ordre deux [I.33]. La structure présente la propriété suivante: à mesure que l'on augmente le nombre d'itérations (donc la longueur du dipôle à hauteur constante), la fréquence de résonance diminue. Ce qui revient à diminuer la hauteur du dipôle pour travailler à fréquence constante. Les structures fractales peuvent également être appliquées à des structures imprimées ou planaires comme le montre l'antenne Figure I.12 qui présente un dipôle utilisant deux tapis de Sierpinski et la Figure I.13 qui présente un patch fractal.

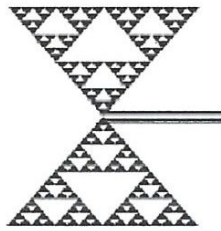


Figure I.12 Structure de Sierpinski appliquée à un dipôle

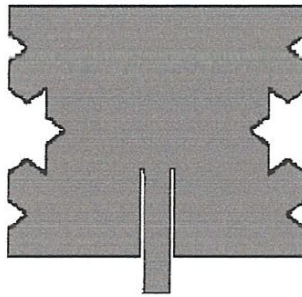


Figure I.13 : Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch

Les structures fractales permettent de réduire la taille des antennes entre 20% et 40% mais elles sont aussi intéressantes dans le cas d'applications multi-bandes.

### I.10.3. Miniaturisation par les méta-matériaux

L'utilisation des méta-matériaux pour la miniaturisation des structures d'antenne est très certainement la méthode la plus récente. Les méta-matériaux sont des matériaux artificiels homogènes possédant des caractéristiques électromagnétiques inhabituelles obtenues par la mise en œuvre de structures périodiques de dimensions inférieures à la longueur d'onde. Ce type de matériau qui présente une permittivité et une perméabilité négative est également appelé matériau main gauche car le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment



un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche. L'idée d'un tel matériau a été introduite par le russe V. G. Veselago en 1968 [I.34] mais ce n'est qu'en 2000 que les premières structures de ce type ont été réalisées. Ces méta-matériaux offrent de nouvelles propriétés physiques dont l'inversement de la loi Snell-Descartes (indice de réfraction négatif) qui permet de confiner les ondes électromagnétique et donc de miniaturiser des structures d'antennes.

#### I.10.4. Miniaturisation par L'utilisation de court-circuit ou de charge

Une autre technique permettant de réduire la taille de certaines antennes repose sur l'utilisation de charge ou de court-circuit à des endroits appropriés en fonction de la structure. Par exemple une antenne monopole peut être raccourcie, tout en conservant la même fréquence de résonance, en introduisant une charge capacitive ou inductive dans la structure de l'antenne comme le montre la Figure 14. La réactance introduite par les effets capacitif ou inductif compense la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du monopole raccourci, ce qui permet d'obtenir un bon niveau d'adaptation. Cette technique permet d'obtenir des réductions de taille de l'ordre de 50% mais une diminution de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement est généralement observée et l'adaptation de la structure reste délicate [I.35].

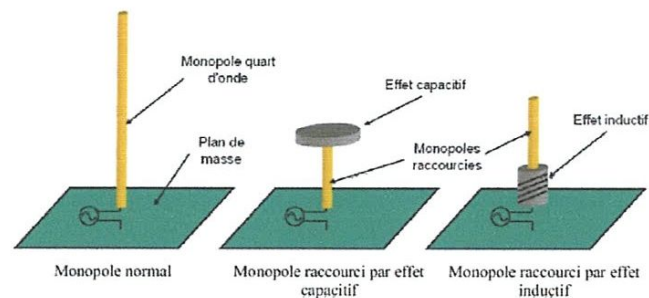


Figure I.14 : Exemples de miniaturisation par effet de charge capacitif ou inductif

Une autre méthode pour réduire les dimensions d'antenne consiste à placer des courts circuits plans ou filaires entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Les antennes PIFA ou IFA présentées précédemment sont des exemples de mise en œuvre de ce type de technique qui permet une réduction de taille de l'ordre de 50% sans que la dégradation au niveau de l'efficacité de rayonnement ou de la bande passante soit significative. Ceci contribue à rendre attractif ce type de structure dans les objets communicants où il est largement utilisé [I-36-39].

## **I.11.CONCLUSION**

L'étude des antennes imprimées est très complexe; cependant il faut bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant même la réalisation d'une part, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes.

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu des paramètres général de l'antenne imprimé tout en présentant leurs avantages et inconvénients.

On aussi présenté les principaux techniques de miniaturisation et d'amélioration des performances de ces antennes. Vue la nouveauté des méta-matériaux et ces performances très intéressants ; nous proposons des structures d'antenne méta-matériau, basée sur un modèle d'un patch rectangulaire alimenté par une ligne avec encoche, réalisé par le logiciel IE3D, dont l'objectif de trouver notre antenne miniaturisée.

Donc, le chapitre suivant est consacré aux états d'art des méta-matériaux et leur application.

# **Chapitre II:**

## **Etat d'art des Méta-matériaux**

## II.1. INTRODUCTION

Ces dernières années ont vu un important intérêt pour les réseaux métallo-diélectriques multicouches. Des structures périodiques comprenant plusieurs dimensions et présentant des bandes interdites électromagnétiques ont alors été développées. Ces structures périodiques utilisées à des longueurs d'ondes grandes devant leur période peuvent également se comporter comme des matériaux homogènes ayant des propriétés artificielles : on parle alors de méta-matériaux.

Dans ce chapitre, une synthèse sur les méta-matériaux, avec leurs principales propriétés et applications d'une manière générale et particulièrement aux antennes imprimées. Nous nous intéressons ensuite aux travaux de recherches publiés sur les matériaux à main gauche. Enfin, les propriétés et les différentes applications des surfaces hautes impédances (SHI) sont exposées.

## II.2. MATERIAUX A INDICE NEGATIF

Jusqu'à ce jour, on n'a jamais trouvé dans la nature des matériaux qui possèdent simultanément une permittivité et une perméabilité négative, même si on peut retrouver ces deux propriétés séparément. La permittivité réelle négative existe, par exemple, dans le domaine de l'infrarouge pour certains métaux. Elle tend vers 1 lorsque la longueur d'onde devient de plus en plus petite. Un réseau de fils métalliques parallèles présente une permittivité négative, mais dans le domaine des hyperfréquences [II, 11].

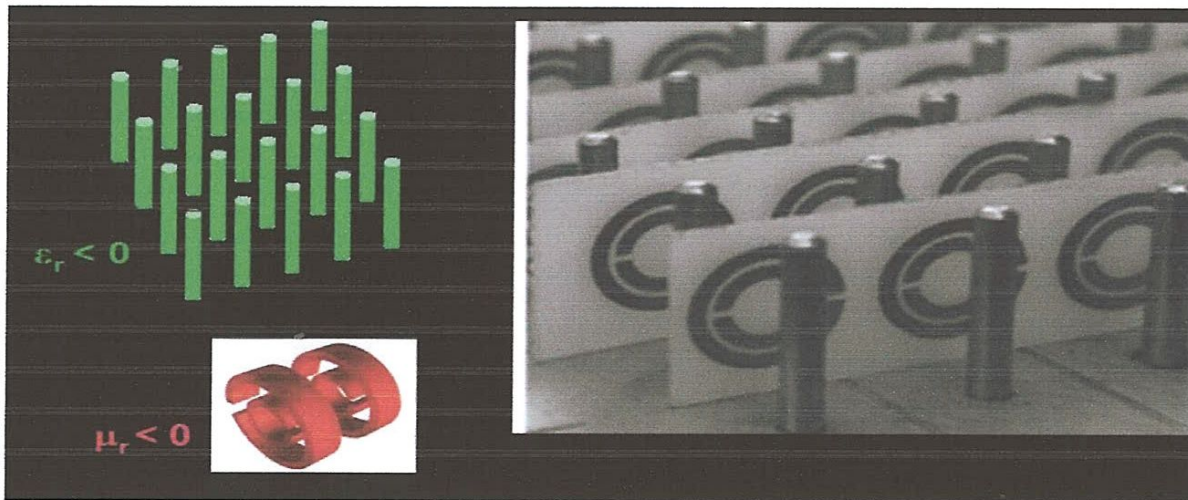


Figure II.1. Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques

Les matériaux possédant une perméabilité réelle négative sont courants dans le domaine des hyperfréquences, puisque les ferrimagnétiques et les ferromagnétiques présentent ce

Phénomène à la résonance gyromagnétique. Cependant, on peut également obtenir une perméabilité de partie réelle négative grâce à des inclusions métalliques non magnétiques résonantes désignées par « Split Ring Resonator » (SRR) en anglais [II.12].

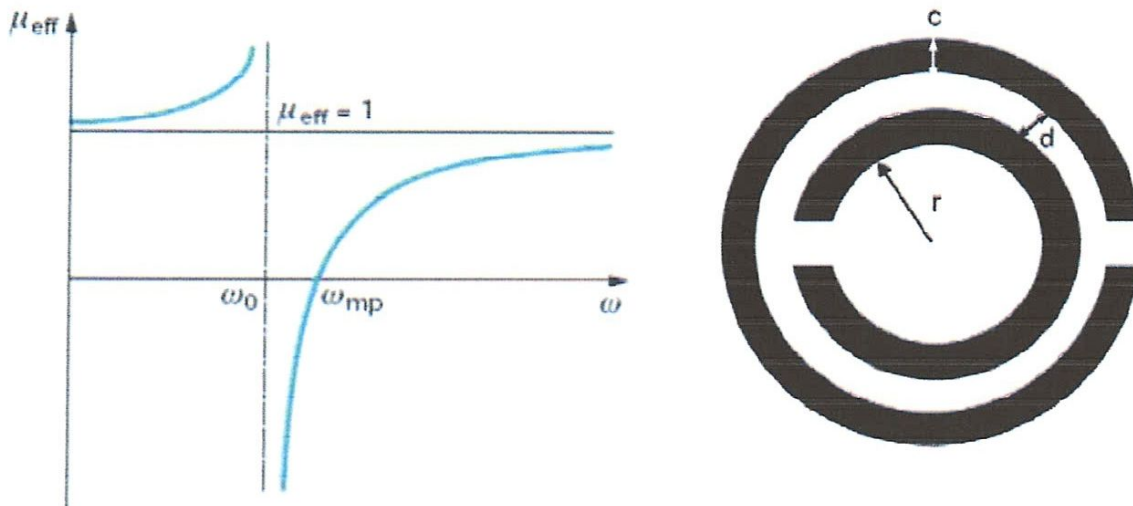


Figure II.2 : évolution typique de la perméabilité effective (partie réelle) d'un résonateur en anneau fendue (SRR) en fonction de la pulsation présenté à gauche.

Les Meta-matériaux sont des médias efficaces faits en périodique (ou) inclusions quasi-périodiques des matériaux conventionnels (typiquement métaux et diélectriques) avec acoustique contrôlable, propriétés électromagnétiques et ou optiques. En effet, près correctement structurer ces matériaux artificiels, il est possible de réaliser des propriétés uniques et exotiques, telles que la réfraction négative ou l'élimination d'onde de surface, entre d'autres, et elle est potentiellement possible de mettre en application les manteaux acoustiques et optiques.[II.36]

Dans cette partie, la genèse des méta-matériaux à indice négatif ( $n = \sqrt{\epsilon * \mu} < 0$ ) est exposée en expliquant les raisons des différentes dénominations suggérées pour ces méta-matériaux.

Les expériences et les applications potentielles relatives à ces méta-matériaux sont aussi présentées.

### II.2.1.historique

L'hypothèse de l'existence de matériaux présentant une permittivité et une perméabilité négative simultanément n'a été évoquée qu'au début des années 60 par le physicien russe Victor Veselago de l'institut de physique de Lebedev. En appliquant les équations de Maxwell à de tels matériaux, il a pu conclure, dans un article qui date de 1964 [II.22], que ces matériaux avaient un indice de réfraction négatif. Cependant, à cause de l'inexistence de ce genre de matériaux dans la

nature, les travaux de Veselago n'ont pas été poursuivis par les chercheurs dans les décades suivantes. En effet, il fallait disposer d'un matériau homogène présentant une permittivité et une perméabilité de partie réelle négative simultanément.

En 1999, J. Pendry & al [II.35] ont proposé une variété de structures planes périodiques qui selon eux permettraient de construire des méta-matériaux. Ces structures consistaient en résonateurs en anneau fendu "split ring resonators (SRR)" équivalant à des boucles ou à des tubes conducteurs interrompus par un espace et de tiges conductrices périodiques continues ou discontinues. Un champ magnétique variable crée dans une telle structure « anneau » une force électromotrice située dans le plan de l'élément, qui génère des courants dans le conducteur. Le gap équivaut à une capacité permettant l'apparition d'un phénomène de résonance fonction de la géométrie de l'élément. Les SRR associés aux grilles métalliques ont permis de réaliser des matériaux à indice négatif fonctionnant dans deux directions orthogonales dans le domaine des micro-ondes.

Un groupe suisse du Laboratory for Electromagnetic fields and Microwave Electronics pense qu'il est possible de réaliser un matériau à indice négatif qui aura un comportement indépendant de la direction de l'onde incidente.

De tels éléments peuvent être assemblés en un méta-matériau dans lequel ils conditionnent les valeurs de la permittivité  $\epsilon$  et de la perméabilité  $\mu$ , comme les atomes le font dans les matériaux naturels. En 2000, D.R. Smith & al [II.36], reprenant les idées de J. Pendry, a montré, pour la première fois, comment fabriquer ce type de matériaux qui n'existent pas dans la nature. Ils ont utilisé, comme cellule élémentaire, des tiges et des anneaux conducteurs montés en un réseau périodique 1 D ou 2 D (figures 4 et 5). En 2003, C.G.Parazolli et al [II.36] ont réalisé au Phantom Boeing Works une structure 3 D connue sous le nom de Boeing cube.

La validation des équations de Maxwell par Victor Veselago et les premières réalisations de D.R. Smith & al ont ouvert tout un champ nouveau de conception des matériaux fabriqués par l'homme.

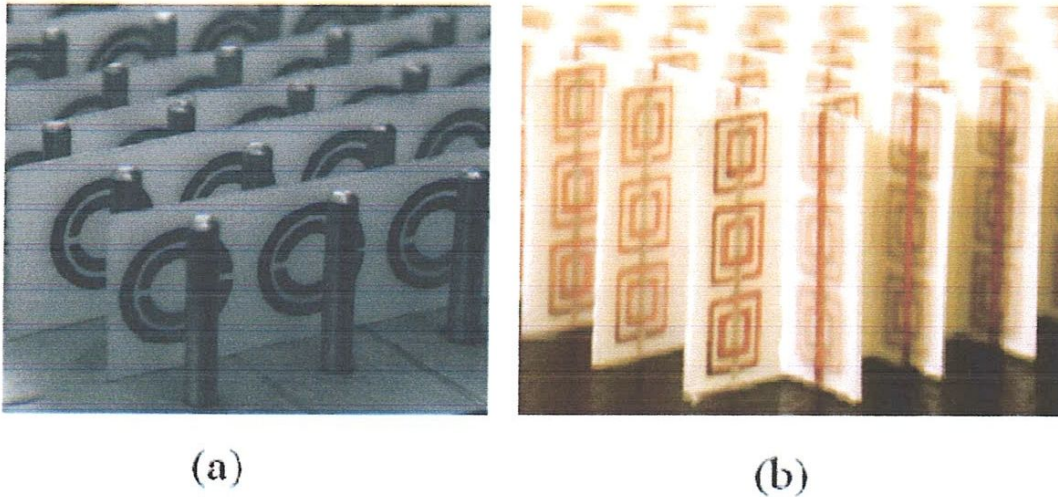


Figure II.3 Le premier prototype de matériau à indice négatif à base de résonateurs à anneaux fendus en forme de C (Split Ring Resonator SRR) et du réseau de fils conducteurs proposé par le groupe de Smith à l'Université de Californie, San Diego (UCSD) [II.23] ; b) le matériau à indice négatif plus compact proposé par le même groupe [II.18].

Aujourd'hui, plus d'une centaine de groupes de recherches dans le monde travaillent sur les méta-matériaux. George Efietheriades et Anthony Gibic de l'université de Toronto ont montré que l'on n'est pas obligé de compter sur les structures résonantes de l'USCD et celles de la DARPA. Ils proposent des matériaux à indice négatif à base de lignes de transmissions bidimensionnelles [II.6-II.10]. Ces structures sont moins limitées en largeur de bande que les résonateurs à anneaux fendus.

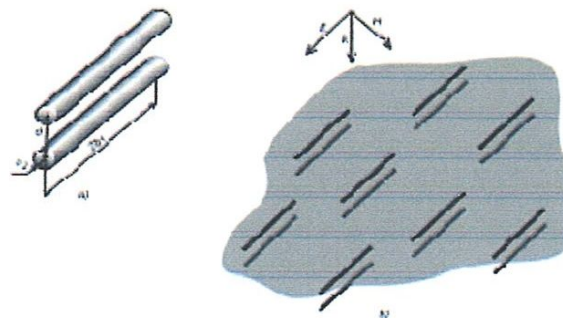


Figure II.4. Schéma du réseau de nanotubes proposé par Podolsky et ses collaborateurs [II.13]. Olivier Martin et ses collègues ont même proposé une structure en 3-D, présentée par la figure II.6, qui permet de produire un méta-matériau se comportant de la même manière dans les trois directions de l'espace [II.26].

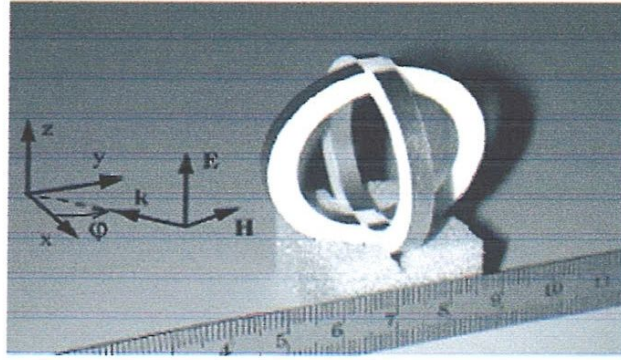


Figure II.5. La cellule élémentaire proposée par Olivier Martin et ses collègues pour la réalisation d'un matériau à indice négatif indépendant de la direction de l'onde incidente [II.26].

### II.2.2. Différentes dénominations

Après que Smith, Parazzoli et bien d'autres aient déterminé l'existence de matériaux vérifiant l'hypothèse de Veselago, les scientifiques ont essayé de trouver un nom pour ces matériaux artificiels. Comme ces structures ont montré un comportement inhabituel, des chercheurs préfèrent éviter cette appellation car elle a déjà été utilisée pour désigner les méta-matériaux chiraux pour des raisons de symétries. Sergei Tretyakov et ses collaborateurs ont plutôt proposé « back wave materials » car le sens de la vitesse de phase est inversé par rapport à celui de la vitesse du groupe de façon à ce que l'onde parait se propager « en marche arrière » [II.14, II.19, II.20]. Quant à Smith, il préfère garder le nom matériaux à indice de réfraction négatif (Materials with Negative Refractive Index) abrégé par MNR, proposé par le pionnier de ces matériaux : Veselago. D'autres chercheurs ont opté pour le même nom mais en utilisant l'abréviation NRI comme « Negative Refraction Index materials » en anglais, comme George V. Eleftheriades et son groupe et le physicien P. M. Valanju et ses collègues [II.6, II.21] différent de celui des matériaux trouvés dans la nature, les chercheurs les ont nommés « Méta-matériaux » du grec méta : « au-delà ». D'autres chercheurs les ont plutôt désignés par « matériaux à main gauche » (Left Handed Materials : LHM).



### II.2.3. Classification des matériaux en fonction de leurs permittivités et perméabilité:

La représentation que nous utilisons est basée sur une description des matériaux par le biais de leurs parties réelles de permittivité et perméabilité relatives, respectivement notées  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$ .

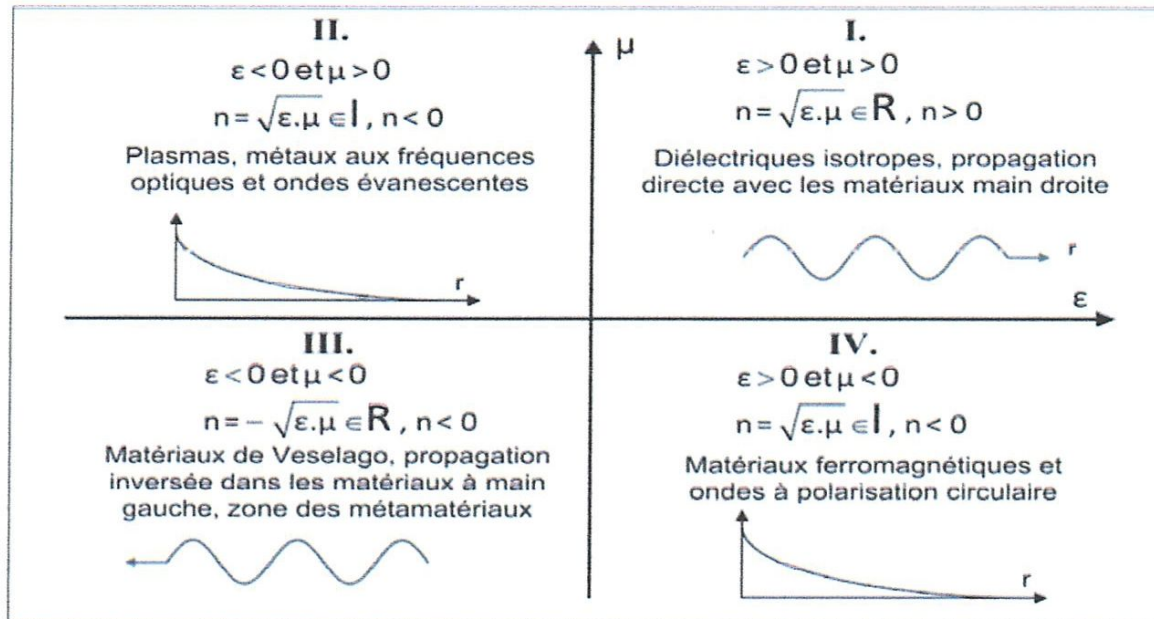


Figure II.8 : classification en quatre quadrants des milieux complexes

En électromagnétisme classique, les ondes se propagent dans un milieu doublement positif correspondant au premier cadran de la figure II.8. On parle dans ce cas de milieu main droite dans la mesure où la propagation peut être décrite par le trièdre direct avec les vecteurs champs électrique et magnétique et le vecteur d'onde dans le prolongement des trois doigts de la main droite. L'onde qui se propage dans le vide, présente des valeurs de  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  égales à 1 et la plupart des milieux de propagation auront des paramètres constitutifs relatifs du même ordre de grandeur. A titre d'exemple, les polymères fréquemment utilisés comme matériau diélectrique ont des permittivités relatives voisines de 2. En revanche, cette valeur est plus élevée dans le cas des semi-conducteurs non dopés (de l'ordre de 10).

La région II correspond aux matériaux dont la perméabilité  $\epsilon$  est  $< 0$  et la permittivité  $\mu > 0$ . On y trouve de nombreux plasmas. Certains métaux (or, argent) présentent également cette caractéristique à des fréquences optiques.

La région IV où la permittivité est positive ( $\epsilon > 0$ ) et la perméabilité est négative ( $\mu < 0$ ) est le domaine des matériaux magnétiques au sens large. Il été démontré que les ondes à polarisation

circulaire pouvaient s'y propager donnant naissance à des dispositifs divers comme les isolateurs, les circulateurs et les déphaseurs non réciproques à ferrite largement utilisés dans les techniques radars et dans les télécommunications. S'il est possible, en principe, d'exploiter ces propriétés pour la conception de dispositifs, la mise en œuvre pratique peut s'avérer délicate en raison de la disponibilité du matériau considéré, des faibles valeurs de  $\mu_r$  et des bandes de fréquences limitées. Comme pour les structures à perméabilité effective négative, on va chercher à synthétiser un milieu dont le spectre de perméabilité pourra être accordé en fonction de dimensions géométriques, sur un large domaine spectral. Cependant, à la différence du réseau de fils qui tire parti de la permittivité négative d'un métal, on va tenter de générer du magnétisme de manière artificielle, à partir de matériaux non magnétiques.

La région III est la partie où la permittivité et la perméabilité sont tous les deux négative ( $\mu < 0$  et  $\epsilon < 0$ ) et par conséquent eu indice de réfraction négative ( $n < 0$ ) Il a fallu attendre 1967 pour que le scientifique russe Victor Veselago montre que des ondes pouvaient se propager dans de tels milieux. Ces matériaux sont nommés les méta-matériaux. Ce sont des matériaux artificiels, souvent des structures périodiques de période très faible devant la longueur d'onde. Le terme « méta » vient du grec et est traduit par « au-delà » en français. En d'autres mots, ces méta-matériaux sont des matériaux présentant des propriétés que l'on ne rencontre pas a priori dans la nature. Ce qui est particulièrement intéressant avec ces structures à base de méta-matériaux entièrement conçus et créés par l'homme, ce sont les possibilités de développer une ingénierie de milieux à indice complexe, de définir des milieux à gradient d'indice et de réaliser de nouvelles antennes sur matériaux textile ouvrant un champ important vers de nouveaux dispositifs communicants en télécommunications sans fil. [II.37]

#### II.2.4 L'ingénierie des méta-matériaux

Les travaux sur les méta-matériaux tendent vers différentes axes de recherche vu le nombre de possibilités qu'offrent ces matériaux :

les travaux de R. Abdeddaim & al sur « les méta-matériaux, une solution pour l'ingénierie d'indice complexe » illustre cette possibilité de concevoir des matériaux nouveaux et de mimer des milieux homogènes ayant des propriétés de réflexion, de transmission et d'absorption contrôlées avec des structurations macroscopiques de motifs ou de cellules élémentaires simples. Les applications se rapportent aux antennes, aux absorbants et aux radômes. [II.37]

Tatsuo Itoh et al. de l'université de Californie, ont démontré la possibilité de réaliser un coupleur très compact permettant les ondes rétrogrades, ou « back wardwaves » en anglais, basé sur des lignes de transmission à indice négatif en micro-strip [II.28]. L'utilisation des lignes à indice

négligé a permis d'avoir un couplage très proche de celui d'un coupleur parfait (0 dB) comme le montrent les résultats publiés par le groupe de Itoh présentés par la figure suivante.

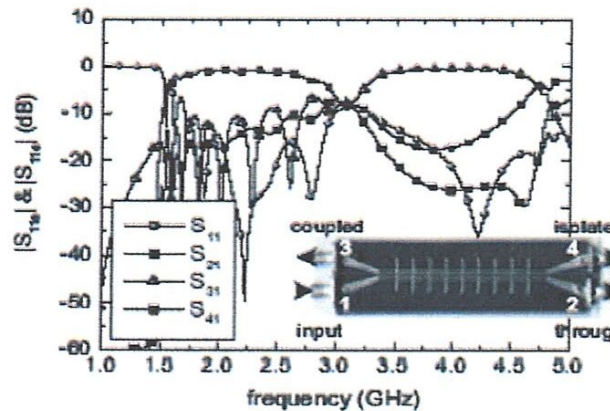


Figure. II.6. Résultats de mesures publiés par le groupe de Itoh pour le coupleur à base de lignes de transmission à indice négatif [II.28].

Une autre article de M. Mantash & al sur « la conception et la caractérisation d'antennes à méta-matériaux sur textiles » montre comment associer la structure conducteur magnétique artificiel (AMC) créée avec des motifs élémentaires périodiques (SHI) à une antenne bande large pour en faire une antenne intégrable sur des tissus et favoriser le développement des tissus et favoriser le développement des systèmes de communications sans fil et de réseaux intelligents dans la technique de miniaturisation des objets communicants de proximité (WPAN) ou centré sur la personne (WBAN). Les capteurs sur la personne sont très largement utilisés et l'amélioration de leurs performances par utilisation des SHI et d'antenne laisse entrevoir des possibilités importantes pour les nouveaux capteurs intelligents, intégrables et performants. [II.36]

Eleftheriades, quant à lui, croit que des structures plus isotropes, réalisées par son groupe, permettront de fonctionner sur une plus large bande. Ces structures, tout en étant planaires, peuvent supporter la propagation bidimensionnelle des ondes et donc peuvent être bénéfiques pour la réalisation des circuits micro-ondes. En particulier, ces matériaux pourraient réaliser des circuits plus compacts capables de focaliser les ondes et d'améliorer certains composants comme les filtres et les antennes. D'ailleurs, Eleftheriades et al., ont réussi à produire un prototype d'antenne à base de matériaux à indice de réfraction négatif, présenté dans la figure II.7, fonctionnant entre 1 et 2 GHz, et ont constaté en le testant l'existence d'un indice négatif dans la bande comprise entre 1,3 et 1,9 GHz. Ils ont par la suite implémenté une antenne planaire à 15 GHz et ont réussi à réaliser un balayage angulaire de l'espace en fonction de la fréquence de l'onde émise par l'antenne.

Shalaev lui, affirme que le meilleur avenir pour ces matériaux sera dans le domaine optique. Ainsi après avoir démontré que les matériaux à main gauche permettent de diminuer la taille des composants, il envisage de réaliser de nouveaux types de fibres passe-bande, des modulateurs, des antennes et bien d'autres composants fonctionnant dans ce domaine de fréquences. Les antennes nanoscopique, par exemple, pourraient devenir plus sensibles de manière à détecter et distinguer les molécules des agents chimiques ou biologiques. Ces matériaux peuvent ainsi améliorer d'une manière importante l'imagerie biomédicale et la nano-lithographie.

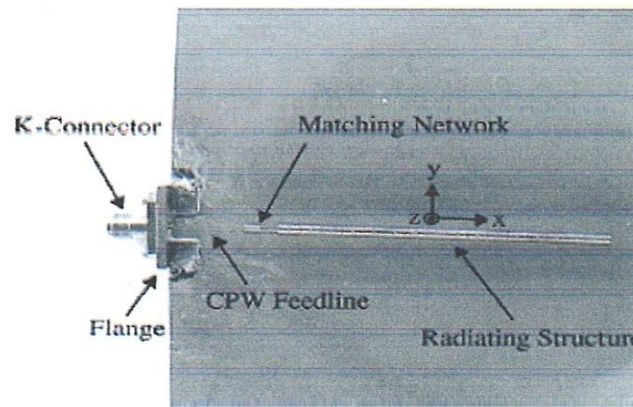


Figure II.7. Prototype d'une ligne à indice négatif à une dimension proposé et réalisé par le groupe d'Eleftheriades [II.6].

### II.3. PROPRIETE DES META-MATERIAUX

Les matériaux à main gauche sont des structures à :

- indice de réfraction négatif ;
- perméabilité et permittivité négatives ;

### II.4. Les Surfaces à Haute Impédance

La première version de surface à haute impédance est constituée par les surfaces corrigées "corrugated surfaces" en anglais. Celles-ci sont des structures unidimensionnelles, comme le montre la figure II.9. Les ondes ayant des longueurs d'onde égales à quatre fois la profondeur des plaques métalliques formant la structure ne peuvent pas se propager le long de sa surface. En effet, le court-circuit en bas de la structure est vu comme un circuit ouvert quand on se met à une distance égalé au quart d'onde. Par conséquent, les plaques métalliques paraissent infinies et l'onde ne peut pas se propager.

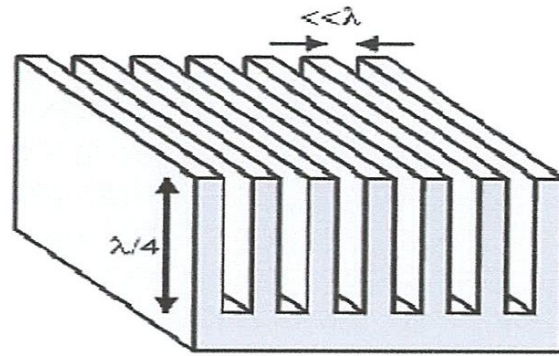


Figure II.11 – Surface corrigée (corrugated surface) [II.29].

Les substrats à hautes impédances sont l'extension des surfaces corrigées en deux dimensions. Ils sont des structures périodiques bidimensionnelles. Les premières structures ont été proposées par Sievenpiper et al en 2000 [II.29]. Elles sont construites à partir d'une reproduction périodique de cellules en forme de punaise, mushroom en anglais. La figure I.9 présente un exemple de substrats à hautes impédances. Il s'agit d'un réseau de pavés métalliques déposés sur un substrat diélectrique et connectés à un plan de masse par des via métalliques.

#### II.4.1. Caractéristiques des surfaces à haute impédance

Les surfaces à haute impédance possèdent deux caractéristiques très importantes. La première est le fait qu'elles peuvent présenter une très haute impédance aux ondes incidentes. Dans le cas des réflecteurs métalliques classiques, la phase du coefficient de réflexion est égale à 180 degrés. Cette valeur est due à l'annulation du champ électrique à la surface.

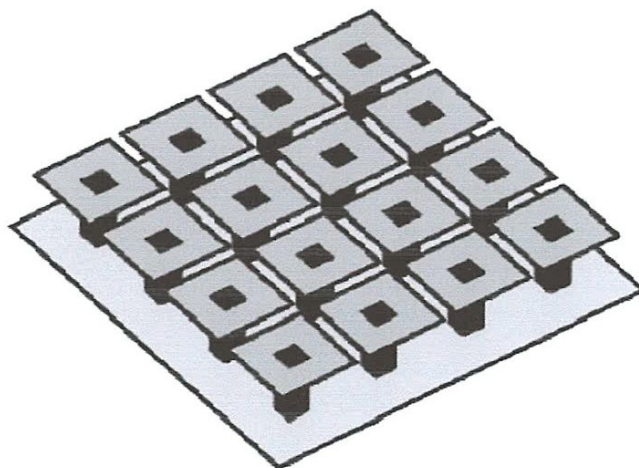


Figure II.12 : Surface à haute impédance réalisée à partir d'un réseau carré de pavés reliés à la masse via métalliques (mushroom) [II.29].

Dans le cas des surfaces à haute impédance, la phase du coefficient de réflexion est nulle à la fréquence de résonance. La deuxième caractéristique correspond à la suppression des ondes de surface. Ceci peut être caractérisé par deux méthodes : en calculant numériquement le diagramme de bande ou en excitant expérimentalement la structure par des ondes TE et TM.

#### II.4.2. Applications des surfaces à haute impédance

Les caractéristiques des surfaces à haute impédance décrites dans le paragraphe précédent sont très intéressantes pour l'amélioration du fonctionnement des antennes. En effet, il est possible de coller l'antenne au plan de masse quand ce dernier présente une surface à haute impédance : il n'est pas nécessaire de se mettre à une distance d'un quart de longueur d'onde comme dans le cas des réflecteurs métalliques. Il est donc possible d'utiliser ces structures dans des circuits très compacts. La suppression des ondes de surfaces permet d'éviter de voir les ondes piégées le long de la surface et par la suite permet d'éviter les ondulations et d'augmenter la directivité de l'antenne. Par conséquent, elle est utile pour réduire le couplage entre les antennes. S. Rogers et al. ont réduit le couplage entre antennes et ont réussi à avoir une isolation d'environ 45 dB pour une antenne « Bluetooth » dans la bande ISM (2,4 GHz) [II.28]. Victor C. Sanchez et al ont essayé même de contrôler le rayonnement d'une antenne en modifiant les caractéristiques de la surface à haute impédance sur laquelle ils l'ont implantée [II.30].

L'interaction entre l'antenne et l'utilisateur a toujours été un sujet de discussion puisqu'elle concerne sa santé. Les surfaces à haute impédance permettant la suppression des ondes de surface, forment une solution très efficace pour réduire cette interaction comme l'ont montré les mesures de William E. McKinzie et al. [II.32]. Enfin, les surfaces à haute impédance peuvent représenter une solution pour la réalisation des GPS à haute précision.

En effet, ces surfaces empêchent l'antenne d'exciter les ondes de surface ce qui permet de garder à un niveau très faible les ondes rétrogrades (backward radiated field) et par la suite la connaissance précise de la phase du signal [II.31].

Une étude faite par Vardaxoglou et al. [II.33], en 2004, a montré que des structures périodiques planaires peuvent présenter une haute impédance pour les ondes en incidence normale. Ces structures permettent d'assurer une deux propriétés caractéristiques des surfaces à haute impédance. En effet, les structures proposées ne contiennent pas de via de mise à la masse et présentent une phase qui s'annule à la résonance de l'impédance.

Elles se comportent ainsi comme des Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA) en incidence normale. Ces surfaces ont été utilisées par la suite pour la réalisation de cavités très directives et plus compactes que les antennes directives traditionnelles.

## **II.5. APPLICATIONS GÉNÉRALE DES META-MATERIAUX**

### **II.5.1. Grilles des fours à micro-ondes**

Comme vous le savez certainement, les ondes électromagnétiques produites par les micro-ondes sont nocives pour la santé, même si nous ne savons pas encore à quel point. Cependant, saviez-vous qu'à l'intérieur des fours à micro-ondes se trouvaient des dispositifs permettant justement de stopper ces ondes néfastes ? Et que ce dispositif était en fait un méta matériau ?

Une micro-onde est, comme son nom l'indique, un producteur de micro-ondes. Ces dernières permettent d'agiter les molécules d'eau (que l'on retrouve dans quasiment tous les aliments) et ainsi de faire monter la température de l'aliment contenant l'eau. Cependant, une fois que les ondes ont agi sur les molécules d'eau, elles ne disparaissent pas et sont libres de se propager. C'est là que le méta-matériau intervient : sous la forme d'une grille métallique, il permet d'absorber les ondes électromagnétiques, les empêchant ainsi de polluer l'environnement extérieur.

### **II.5.2. Papiers peints empêchant les ondes Wi-Fi ou GSM de traverser**

Depuis quelques années déjà, nous savons que les ondes GSM ou Wi-Fi polluent l'environnement qu'elles traversent. C'est pourquoi des chercheurs de Grenoble travaillant à l'Institut du papier se sont penchés sur la question et ont finalement réussi à mettre au point un papier peint qui permet d'occulter le passage des ondes électromagnétiques (ex: GSM, Wifi,....etc.) tout en laissant filtrer les ondes radios.

Dans la structure de ce papier peint, on retrouve de nouveau le dessin de motifs métalliques reproduits périodiquement caractérisant les méta-matériaux.

Cependant, en plus de réduire la pollution en ondes électromagnétiques, ce type de papiers peints permettra à une entreprise ayant des données confidentielles d'éviter de se faire pirater son serveur puisque les pirates ne pourront pas entrer sur le réseau de l'entreprise, à moins d'y travailler.

## II.6. APPLICATION DES META-MATERIAUX AUX ANTENNES

Dans de récents travaux, les méta-matériaux sont utilisés pour améliorer les caractéristiques d'antenne imprimées [II.1]. Ils sont plus souvent utilisés pour réduire l'encombrement d'une antenne plaquée à l'aide d'une surface haute impédance [II.3] ou pour augmenter sa directivité à l'aide d'un dispositif focalisé utilisant une structure à bande interdite électromagnétique [II.4].

### II.6.1. Antennes optimisées

L'une des plus importantes concernent certainement les antennes relais. En effet, actuellement, comme vous le savez, ces dernières, en plus d'être plutôt imposantes environ 4 mètres de haut et de faire profiter tous les citoyens de leur pollution tant visuelle que physique, envoient leurs ondes dans un périmètre bien plus large que nécessaire.

Afin de pallier à ce problème, les scientifiques ont utilisé un méta-matériau afin, premièrement, de réduire la taille de l'antenne et deuxièmement afin de pouvoir diriger les ondes GSM dans un espace beaucoup plus restreint autour de l'utilisateur.

Pour ce faire, les chercheurs ont dessiné des motifs périodiques métalliques sur des supports isolants, les assemblant dans une structure tridimensionnelle, de telle sorte que l'on puisse guider les ondes électromagnétiques.

Ainsi, De Lustrac et son équipe ont pu remplacer 4 antennes de 4 mètres de hauteur se situant sur le toit d'un immeuble par un petit cylindre de seulement 80 cm de haut pour 50 cm de diamètre. De plus, ce nouveau type d'antennes permet de diriger bien plus précisément les ondes GSM au sortir du méta-matériau, les orientant vers la personne utilisant son téléphone, épargnant ainsi aux autres résidents de l'immeuble de subir la pollution électromagnétique due aux antennes.

Ce même principe a été utilisé pour les antennes paraboliques que les scientifiques ont donc réussi à créer avec quelques millimètres d'épaisseur uniquement.

### II.6.2. Augmentation de la directivité des antennes patch

L'objectif de l'utilisation des cavités Fabry-Pérot est l'augmentation de la directivité des antennes. A la résonance, ces structures simulent le fonctionnement des réseaux d'antennes dont le mécanisme d'alimentation conduit à des pertes assez importantes.



L'émission directive ainsi obtenue est souvent expliquée par le principe de l'interféromètre de Fabry-Pérot (1899) et de la théorie des rayons optiques.

L'interféromètre Fabry-Pérot de base est constitué de deux surfaces semi-réfléchissantes planes (miroirs) se faisant face. La figure II.7 décrit le chemin de l'onde électromagnétique dans le cas où la cavité réalisée serait alimentée par une source placée entre les deux plans.

Les champs peuvent subir plusieurs réflexions sur les deux surfaces avant d'être rayonnés.

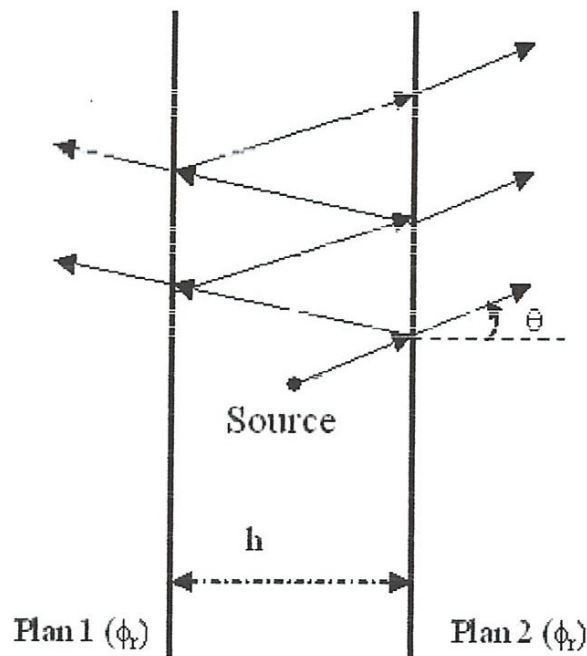


Fig. II.10 – Schéma de l'interféromètre de Fabry-Pérot.

Pour une longueur d'onde donnée, le coefficient de transmission  $T$  dépend des coefficients de réflexion et de transmission des deux surfaces et de l'épaisseur de la cavité  $h$ . Ainsi, pour deux surfaces identiques de coefficients  $(r, t)$ , où  $r$  est le coefficient de réflexion et  $t$  est celui de transmission à l'incidence d'angle  $\theta$ , l'expression du coefficient de transmission de la cavité, pour un angle  $\theta$  et un vecteur d'onde  $k$ , est donné par la formule II.1.

$$T(\theta) = \frac{t e^{-jk \frac{h}{2} \cos \theta}}{1 - r e^{-jk \frac{h}{2} \cos \theta}} \quad (\text{II.1})$$

Le maximum de puissance rayonnée dans une direction  $\theta$  est obtenu lorsque la relation II.2 est satisfaite. Dans cette relation,  $\phi_r$  représente le déphasage dû à la réflexion sur les plans miroirs et  $\lambda$  est la longueur de l'onde considérée.

$$\delta\phi = 2\phi_r - 2h \frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta = 2N\pi \quad (\text{II. 2}).$$

La résonance de la cavité pour une direction donnée est donc obtenue lorsque la distance entre les deux plans est correctement ajustée par rapport à la longueur d'onde utilisée. Dans ce cas, les champs traversant les surfaces semi-réfléchissantes se retrouvent en phase, ce qui assure une interférence constructive dans la direction considérée. Ainsi, pour un rayonnement directif dans la direction normale aux deux plans, la condition de résonance se réduit à la relation suivante.

$$h = \phi_r \frac{\lambda}{2\pi} + N \frac{\lambda}{2} \quad (\text{II. 3})$$

## II.7. CONCLUSION

Ce chapitre rappelle brièvement l'état d'art des méta-matériaux périodiques.

Ces matériaux artificiels ont permis aux chercheurs de remplacer des systèmes très contraignants par des structures simples et faciles à réaliser. De plus, ils ont apporté des innovations dans plusieurs domaines de l'électromagnétisme et des télécommunications.

Depuis la réalisation de matériaux à indice négative répondant à l'hypothèse de Veselago, grâce à l'idée de Pendry, un grand nombre de chercheurs travaille dans ce domaine.

La majorité d'entre eux, comme Smith et Shalaev, leurs prévoient un avenir brillant.

D'intéressantes applications basées sur ces méta-matériaux dans le domaine de l'optique et des hyperfréquences ont été déjà proposées.

Enfin, l'effet positif très sensible de l'utilisation de surfaces à hautes impédances sur le fonctionnement des antennes a poussé de nombreux chercheurs à approfondir leurs recherches dans ce domaine. Des applications très pratiques concernant essentiellement les antennes à haute directivité ont alors été développées.

L'obtention de permittivités et de perméabilités aux valeurs inhabituelles ouvre des perspectives dans la réduction de la taille des éléments rayonnants, la maîtrise des couplages entre les éléments d'un grand réseau, la possibilité de fonctionnement en multi-bande. Quelques axes d'exploration plus ciblés peuvent d'ores et déjà être évoqués :

- ✓ L'amélioration du gain d'un élément rayonnant par la mise en œuvre de matériau homogène de permittivité comprise entre 0 et 1.

- ✓ L'adaptation et la réduction de taille d'un élément rayonnant par la mise en œuvre de matériau homogène de permittivité ou de perméabilité négative.
- ✓ La réduction de l'épaisseur des antennes avec dipôles par l'utilisation de surfaces magnétiques artificielles

L'objectif de prochain chapitre est d'identifier les opportunités qu'apportent les méta-matériaux dans les applications des antennes imprimées et proposer des structures antennaires avec méta-matériau; afin d'optimiser la taille et améliorer les performances de l'antenne patch, tels que le gain, bande passante, et l'adaptation. Donc de trouver une antenne puissante dans des applications bien définies.

# **Chapitre III:**

## **Résultats numériques et discussions**

### III.1. INTRODUCTION

Notre but dans ce projet est d'améliorer les performances d'une antenne imprimée en y ajoutant une structure méta-matériaux. Pour atteindre notre objectif nous avons fait une étude générale sur les antennes imprimées et les méta-matériaux dans les chapitres précédents, ce qui nous a permis de comprendre les phénomènes qui permettent l'amélioration des performances de l'antenne imprimée à l'aide des méta-matériaux.

Nous avons fait de nombreuses simulations avec le logiciel IE3D qui nous a aidées de trouver le meilleur cas des structures proposées.

On a d'abord construit un modèle de base d'une antenne patch rectangulaire, alimentée par ligne avec uncoche, pour application WIMAX (autour de la fréquence 3.5 GHz). Afin de concevoir un modèle numérique originale et générique d'une autre configuration d'antenne méta-matériau ; répondants aux plusieurs spécifications telles que : les multifréquences ou multibandes, élargissement de la bande passante, amélioration de l'adaptation et réduction de la taille,.....etc. Donc ce modèle pourra servir d'élément de base pour la construction d'une antenne plus puissante.

Dans ce chapitre, nous présentons une modélisation, basée sur le modèle de la ligne de transmission, afin de pouvoir effectuer une conception géométrique d'une antenne patch rectangulaire avec un plan de masse finie ; Ensuite nous proposons une structure méta-matériau comme deuxième couche située sur l'élément rayonnant, un SRR carré une fois, et même SRR incliné de  $90^{\circ}$ , une autre fois.

Ensuite nous modifions le plan de masse du modèle de base en y ajoutant deux fentes basées sur un motif méta-matériaux (SRR anneau), afin de voir l'effet sur les performances de notre modèle. Enfin nous proposons une dernière structure composée de deux substrats diélectriques, dont la surface haute impédance est entre patch et plan de masse, en introduisant une fente sous forme d'un L dans le plan de masse une fois, et sans fente une autre fois.

Finalement, nous présentons un tableau qui résume la comparaison des différents paramètres des structures proposées.

### III.2. ETAPE DE CONCEPTION

Nous savons que la propagation des ondes dans une ligne micro-ruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue modélisation, les deux milieux sont remplacés par un unique milieu effectif caractérisé par une constante diélectrique exprimée par :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{III.1})$$

### III.2. 1. Calcul des paramètres physiques de l'antenne

Les trois paramètres essentiels pour la conception d'une antenne micro-ruban à patch rectangulaire sont :

- **Fréquence d'opération ( $f_0$ )** : la fréquence de résonance de l'antenne doit être choisie convenablement. Les systèmes de communication mobile emploient la gamme de fréquence de 2100-5600 MHz. Par conséquent l'antenne conçue doit pouvoir utiliser dans cette gamme de fréquence. La fréquence de résonance choisie pour cette conception est 3.5GHz.
- **constante diélectrique du substrat ( $\varepsilon_r$ )** : le matériau diélectrique choisie pour notre conception Neltec NH9332 qui à une constante diélectrique de  $\varepsilon_r = 3.2$ .
- **Épaisseur du substrat diélectrique ( $h$ )** : Pour l'antenne micro-ruban employé dans les téléphonies cellulaires, il est essentiel que l'antenne ne soit pas encombrante. Par conséquent, la taille du substrat diélectrique varie entre 1.5 mm et 4mm.

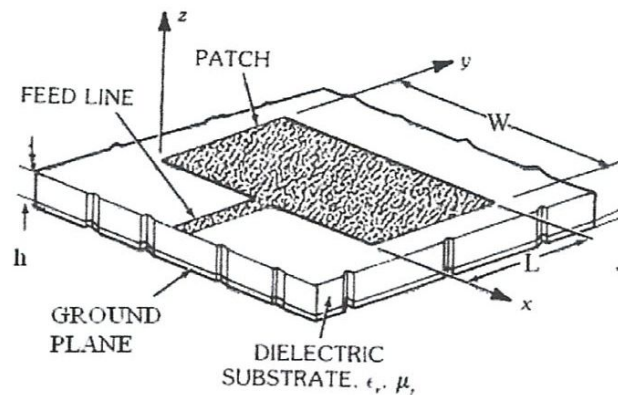
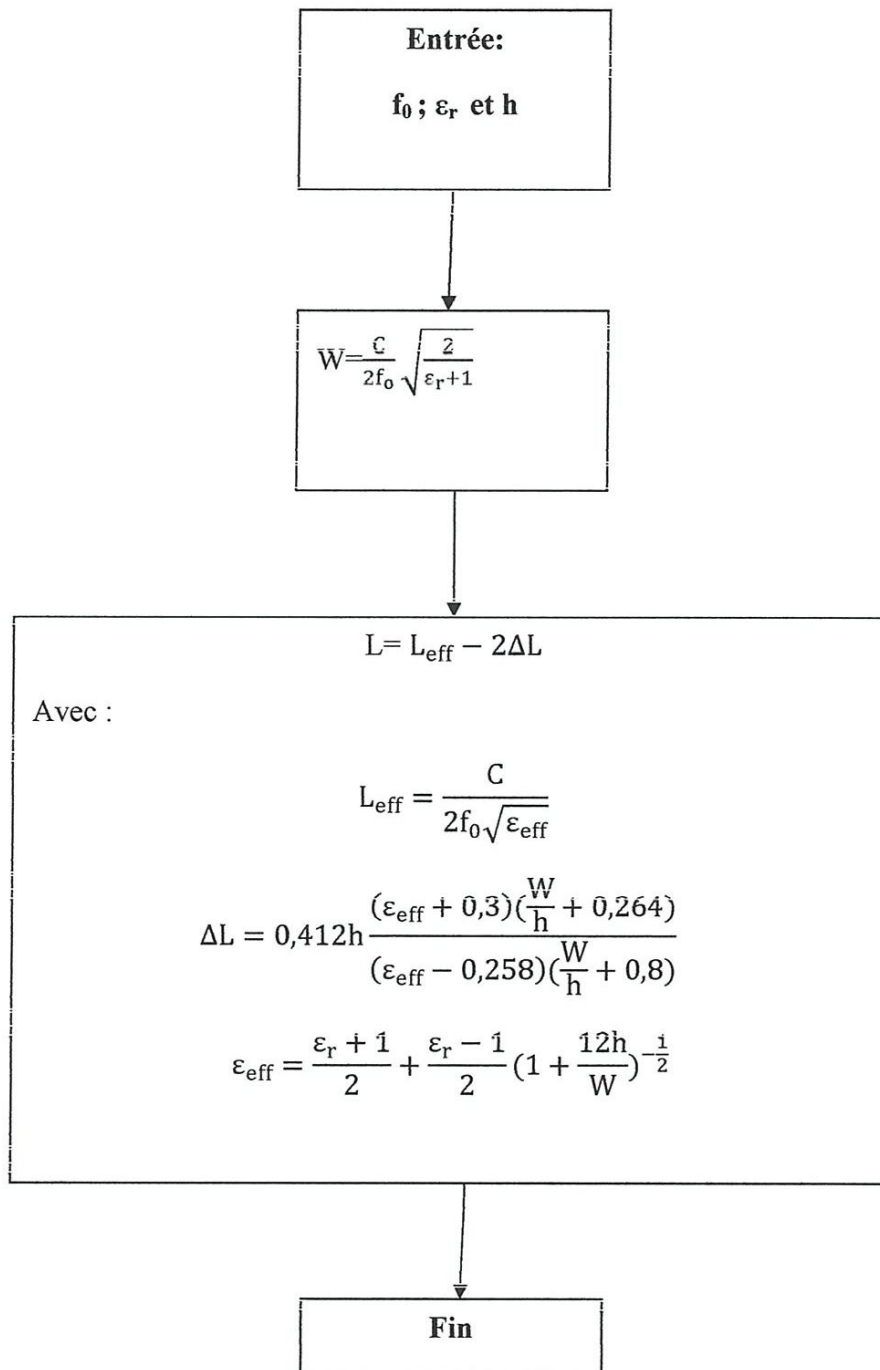


Figure III.1: schéma d'une antenne patch

➤ Organigramme des étapes de conception :



**Étape 1 :** on sélectionne la fréquence de résonance, la constante diélectrique et la hauteur de l'antenne que l'on désire.

**Étape 2 :** on calcule la longueur du patch ( $w$ ) en fonction de  $\epsilon_r$  et  $\lambda_0$ .

**Étape 3 :** on calcule la largeur du patch ( $L$ ) en fonction de l'extension de la longueur ( $\Delta L$ ) et  $\epsilon_r$ .

### III.2. 2. Calcul des paramètres physiques de la ligne d'alimentation

L'alimentation avec encoche est montrée sur la figure III.2.

A partir du logiciel IE3D, ou par l'utilisation de lien de "Microstrip Line Calculator", on peut déterminer les dimensions ( $W_0 = W_f$  et  $L_0$ ) de la ligne d'alimentation.

La profondeur d'alimentation est donnée par  $y_0$  le point d'alimentation doit être situé au point sur le patch où l'impédance d'entrée est 50 ohms pour la fréquence de résonance. Par conséquent pour localiser le point d'alimentation qui donne les meilleures performances on doit choisir le point qui donne le minimum de perte (return loss).

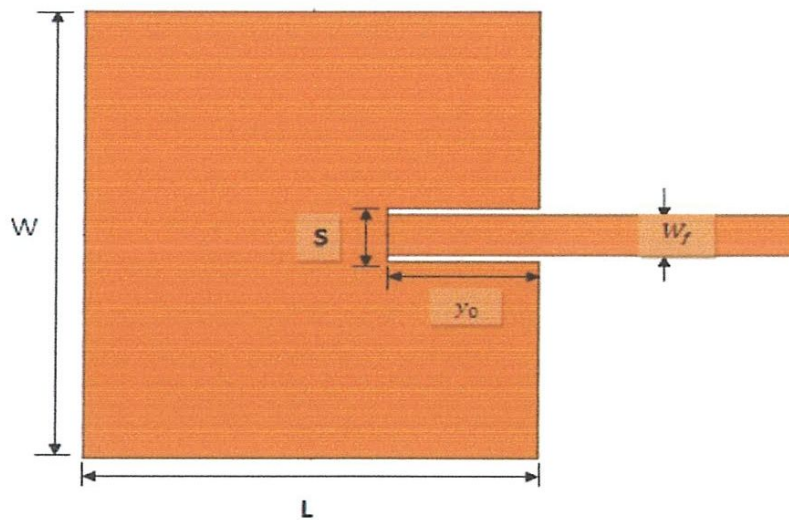
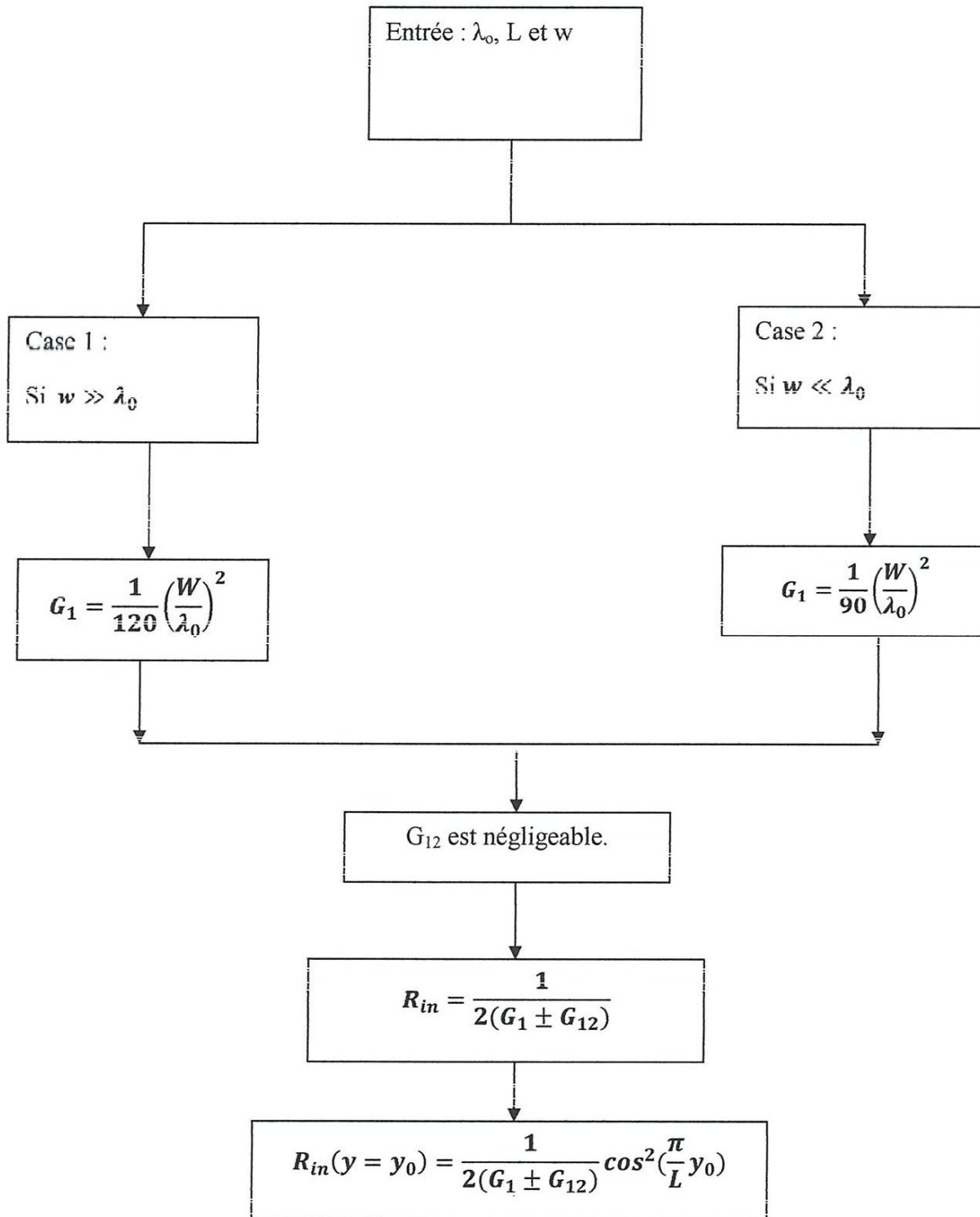


Figure III.2 : antenne patch avec ligne d'alimentation



➤ Organigramme de l'impédance d'entrée à  $y = y_0$  :



Donc la valeur de :  $y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos \left[ (2 * R_{in}(y = y_0) (G_1 \pm G_{12})^{1/2}) \right]$  (III.2)

La meilleure adaptation s'effectue quand l'impédance d'entrée ( $Z_c = 50\Omega$ ).

### III.2.3. Calcul des dimensions du plan de masse

Dans notre conception nous considérons un plan de masse fini, et pour avoir une bonne propagation, la conception de notre plan masse se fera par les équations suivantes :

$$\bar{W}_g = \bar{W}_p + 6 * h \quad (\text{III.3})$$

$$L_g = L_p + L_o + 3 * h \quad (\text{III.4})$$

Avec  $W_g$  et  $L_g$  la longueur et la largeur respective du plan de masse.

### III.3. MODELE DE BASE : Antenne à 3.5 GHZ

#### ✓ Les paramètres de l'antenne

Substrat	Neltec NH9332 ( $\epsilon_r = 3.2$ ) ; $h = 1.524$ mm ; $\text{tg}\delta = 0.0024$
Patch : $W * L$ (mm)	29.57 * 23.43
Ligne d'alimentation : $L_o; W_o; y_o$ (mm)	13.42 ; 3.66 ; 6.34
Plan de masse $W_g * L_g$ (mm)	38.7143 * 41.422

Tableau III.1 : paramètre de l'antenne patch simple 3.5GHZ

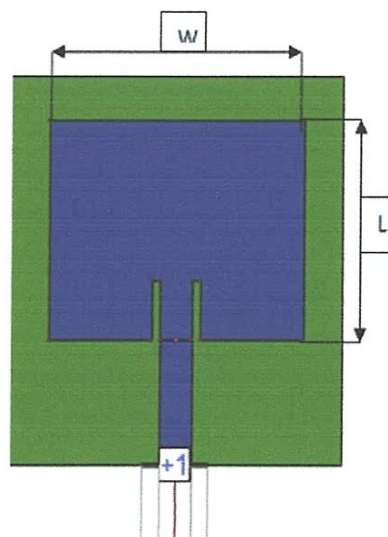


Figure III.3 : l'antenne avec patch simple

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

✓ **Le coefficient de réflexion- $S_{11}$  :**

Notre simulation s'effectue dans la bande fréquence [2-5] GHz avec comme fréquence de résonance 3.5GHz et de pas 201 point. On obtient la courbe suivante pour le paramètre  $S_{11}$  en dB:

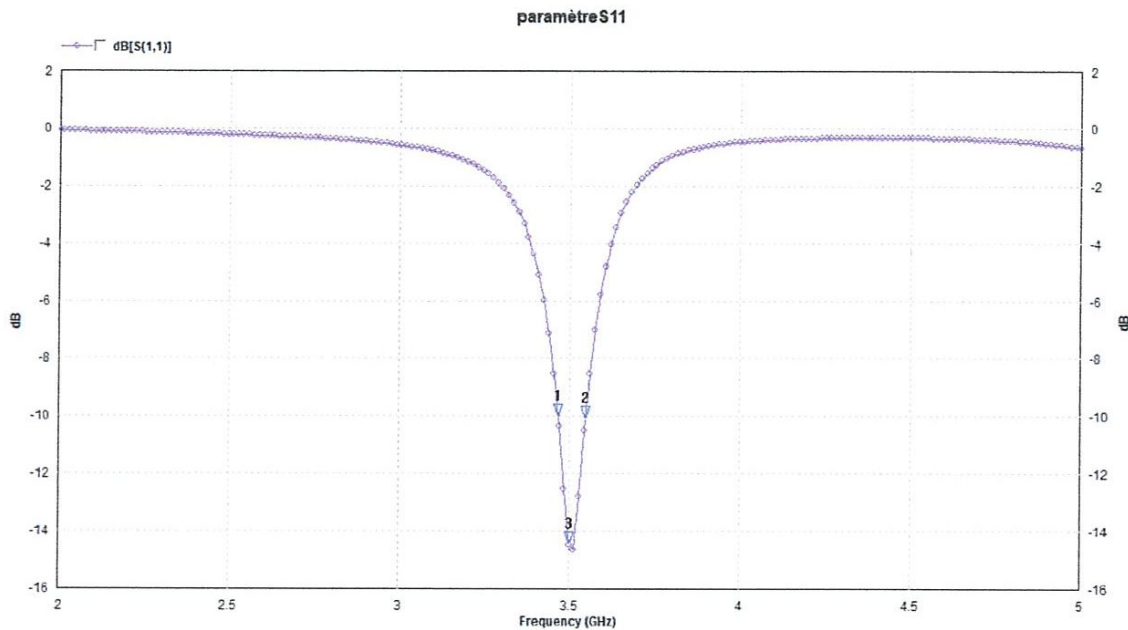


Figure.III.4 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

On remarque qu'à la fréquence de résonance ( $f_0=3.5\text{GHz}$ ) le coefficient de réflexion égale à -14.48dB.

-La bande passante pour  $S_{11}$  a -10 dB est égale à 80.95MHz soit.

On peut en déduire que notre adaptation est assez moyen.

✓ **L'impédance d'entrée-Z11 :**

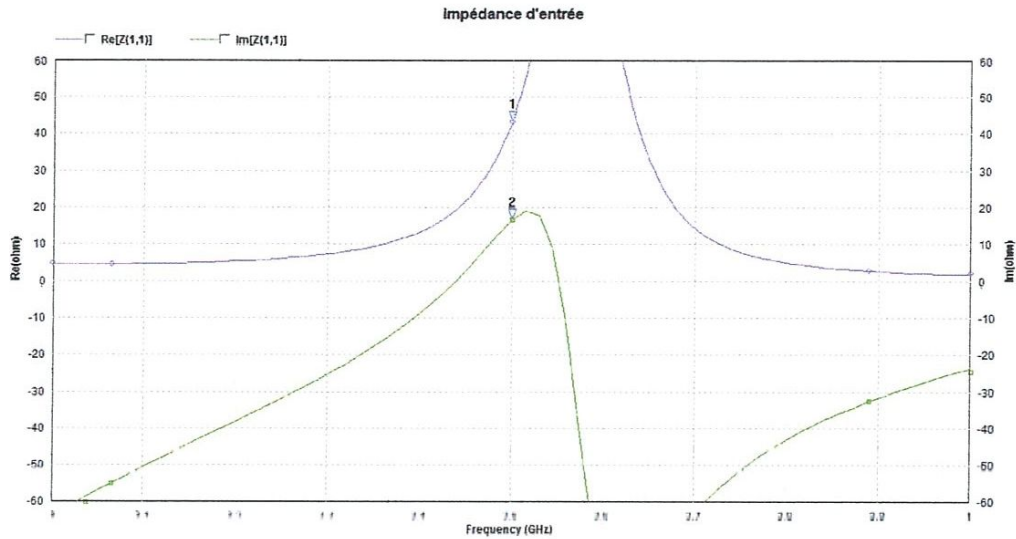


Figure.III.5: la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

Cette figure représente la variation de l'impédance d'entrée complexe (réelle et imaginaire) en fonction de la fréquence.

On remarque qu'à la fréquence de résonance 3.5GHZ nous avons:

- une valeur réelle de  $43.293\Omega$ , qui représente l'impédance d'entrée,
- et une valeur imaginaire est de  $16.59\Omega$ , qui représentent les pertes.

✓ **Le taux d'onde stationnaire:**

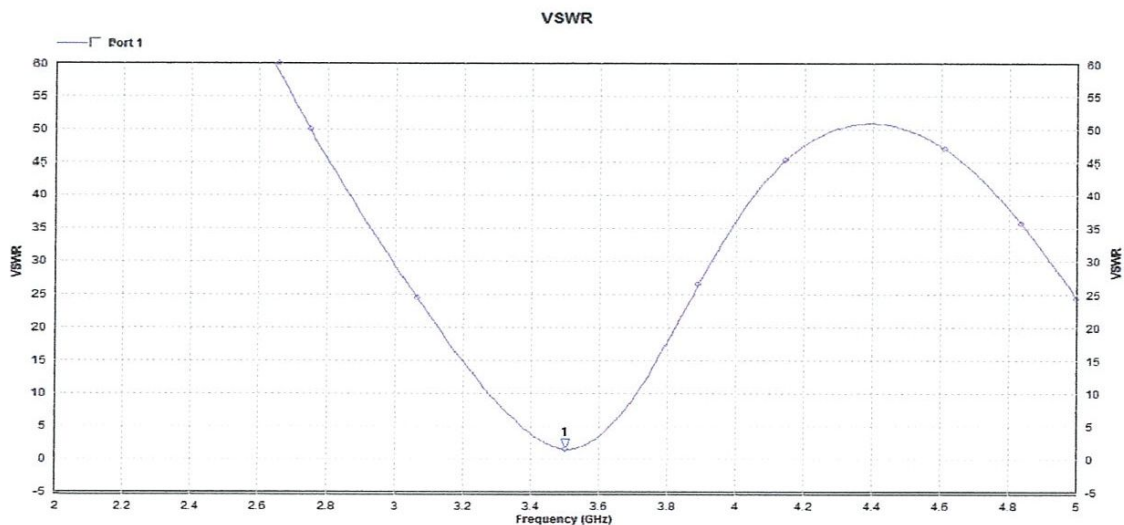


Figure.III.6 : variation du ROS en fonction de la fréquence

À la fréquence de résonance le ROS est minimal et il est environ de 1.46.

En d'autre terme, quand le ROS est proche de 1 (0 dB) le coefficient de réflexion est élevé et vis versa.

✓ **Distribution du courant :**

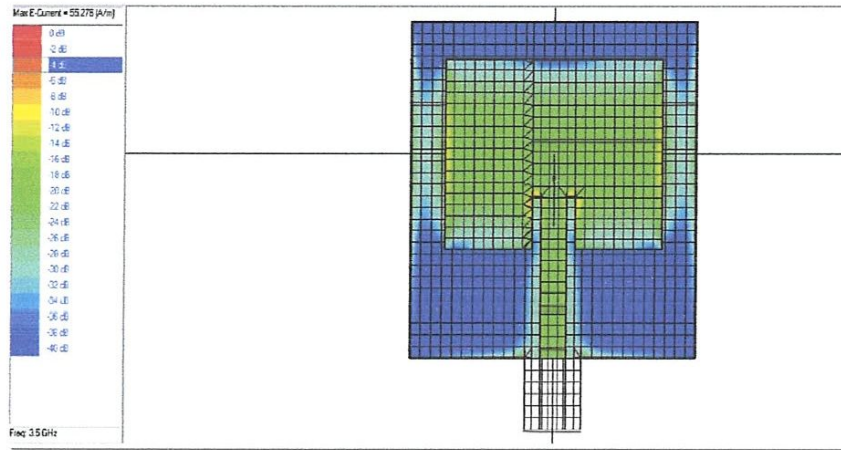


Figure.III.7 : distribution de courant

Nous constatons qu'il existe au centre de l'antenne une densité moyenne du courant où la répartition diminue sur les bords supérieurs et inférieurs jusqu'à elle s'annule mais elle est au maximum sur les deux bords droite et gauche de l'antenne et les deux bords de l'encoche.

✓ **Diagramme de rayonnement en 2D :**

Les diagrammes de rayonnements en gain et en directivité sont représentés dans figure.III.8

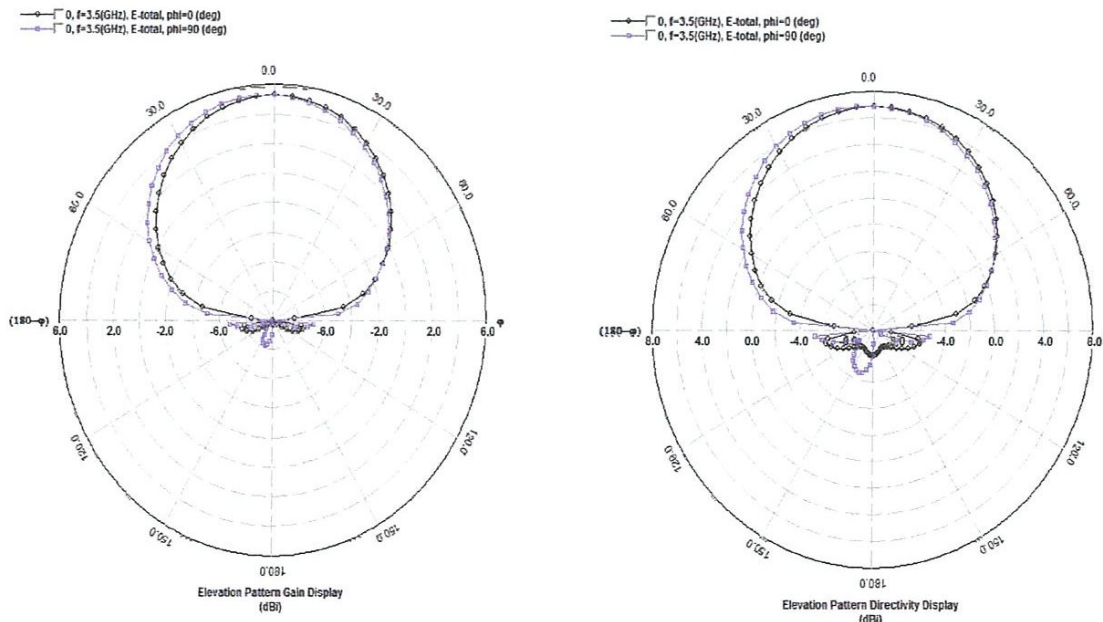


Figure.III.8 : a) diagramme en gain

b) diagramme en directivité

- La figure a) représente la variation du Gain en dB en fonction de l'angle d'élevation  $\theta$ .
- Pour  $\varphi = 0$  la valeur maximale du gain est dans la direction  $\theta = 0$ , il est égal à 5.268dBi et il diminue jusqu'à une valeur minimale égale à -9.89 dBi si  $\theta$  varie vers  $\mp 90$ .

On observe les mêmes résultats pour  $\varphi = 90$

- la figure b) représente la variation de la directivité en dB en fonction de l'angle d'élevation  $\theta$ .

On constate; pour  $\varphi = 0$  l'angle d'ouverture à  $-3$ dB est égale à  $2\theta=131.16^\circ$

On constate la même valeur pour  $\varphi = 90$ .

### III.4. ANTENNE AVEC SUPERSTRAT META-MATERIAUX

#### III.4.1. 1<sup>ère</sup> structure : Etude paramétrique

La figure III.9, présente l'antenne de base (plan de masse finie) avec une structure méta-matériau (un SRR carré) posée sur le plan de patch, dont les paramètres sont obtenus par une étude paramétrique, afin de trouver le meilleur cas optimisé.

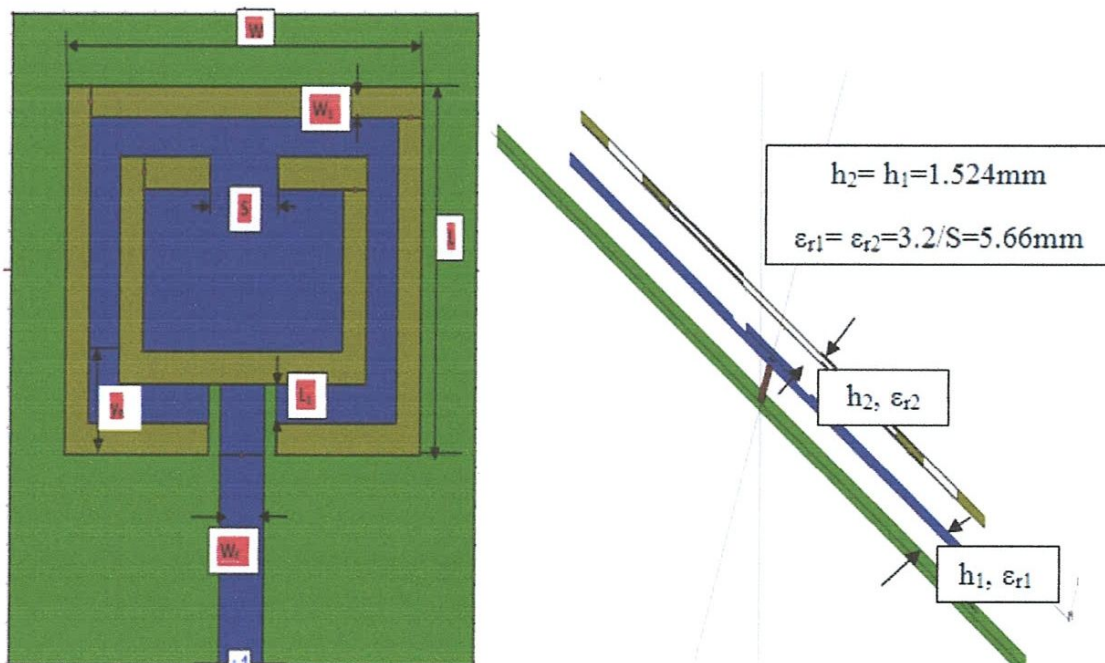


Figure III.9 : structure de l'antenne rayonnante avec superstrat méta-matériaux

Tout d'abord nous présentons le coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence

✓ Effet de  $W_1$ : largeur des SRR

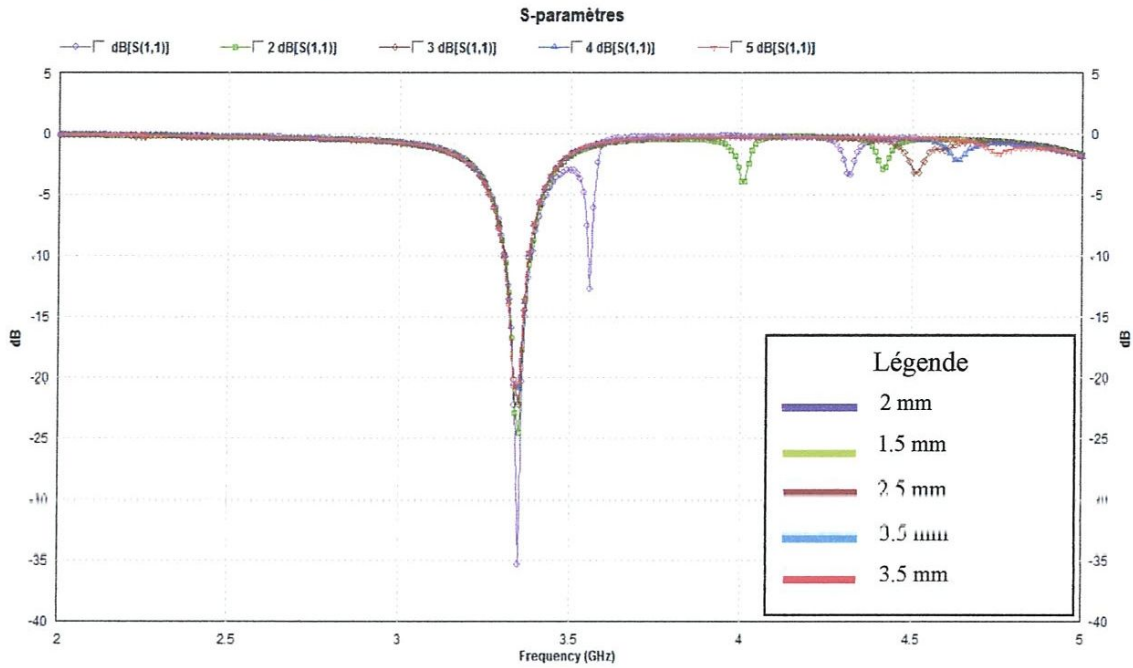


Figure.III.10.  $S_{11}$  pour  $W_1$  variable

De cette figure on peut maintenir la meilleur valeur de  $W_1=2\text{mm}$  pour  $S_{11}=-35\text{dB}$

✓ Effet de  $L_1$  : le gap entre SRR

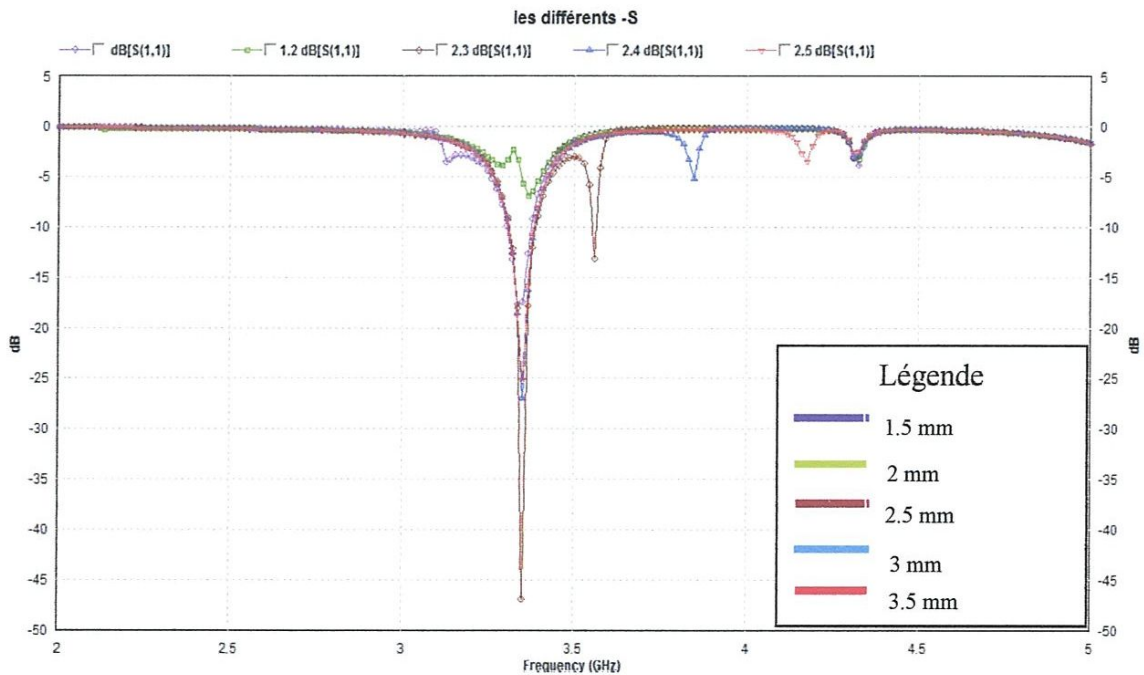


Figure.III.11.  $S_{11}$  pour  $L_1$  variable

De cette figure on peut maintenir la meilleure valeur de  $L_1 = 2.5 \text{ mm}$  pour  $S_{11} = -46 \text{ dB}$

Dans la suite de notre simulation on prendra les valeurs ( $W_1 = 2 \text{ mm}$ ,  $L_1 = 2.5 \text{ mm}$ ) pour les méta-matériaux en forme de SRR carré.

### III.4.2. Effet de la deuxième couche SRR carré de la première structure

Pour trouver les effets qu'apporte la 2<sup>ème</sup> couche méta-matériau il faut faire une étude comparative avec notre modèle de base.

#### a/ résultats numériques de l'antenne méta-matériau

Après l'étude paramétrique, notre première structure méta-matériau en forme de SRR carré déposée sur le patch est la suivante :

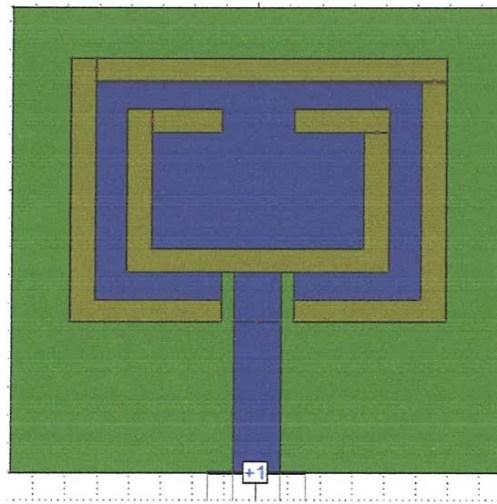


Figure.III.12: antenne méta-matériau avec SRR carré



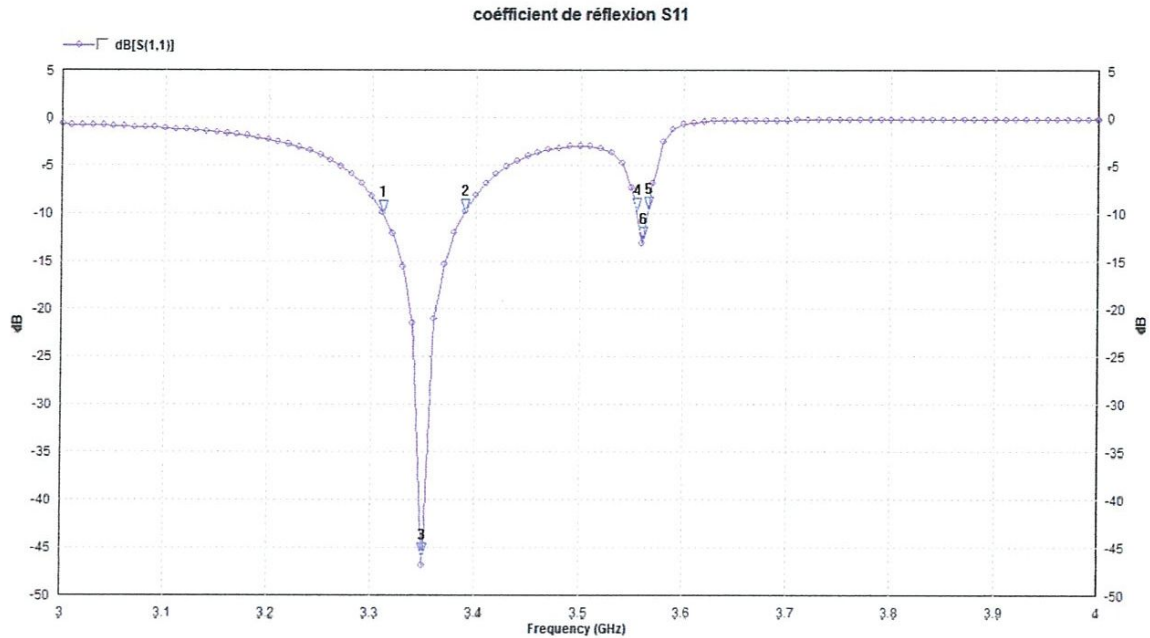
✓ Coefficient de réflexion  $S_{11}$  :

Figure.III.13 : variation du coefficient de réflexion en fonction la fréquence

On remarque un décalage de la fréquence de résonance de 3.5GHz à 3.35GHz avec une adaptation à -45.83 dB.il ya aussi une autre résonance à 3.56 GHz avec une adaptation (-12 dB).

- La bande passante pour  $S_{11}$  a -10 dB à la fréquence de résonance de 3.35GHz est de 78.95 MHz.

## ✓ Impédance d'entrée :

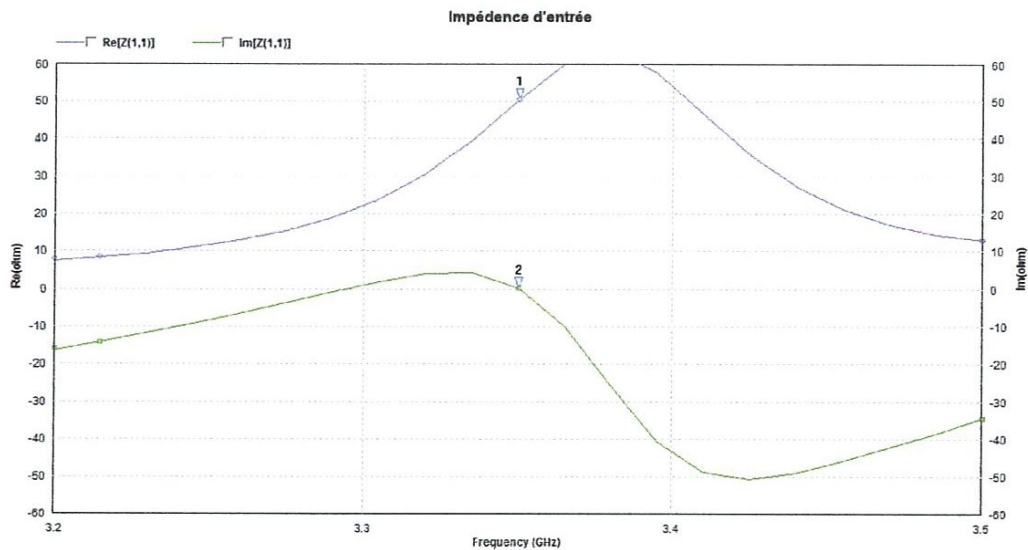


Figure III.14: variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence

On remarque qu'à la fréquence de résonance 3.35GHz nous avons:

- une valeur réelle de  $50.39\Omega$ , qui représente l'impédance d'entrée;
- et une valeur imaginaire est de  $0.23\Omega$ , qui représente les pertes.

✓ **Le taux d'onde stationnaire:**

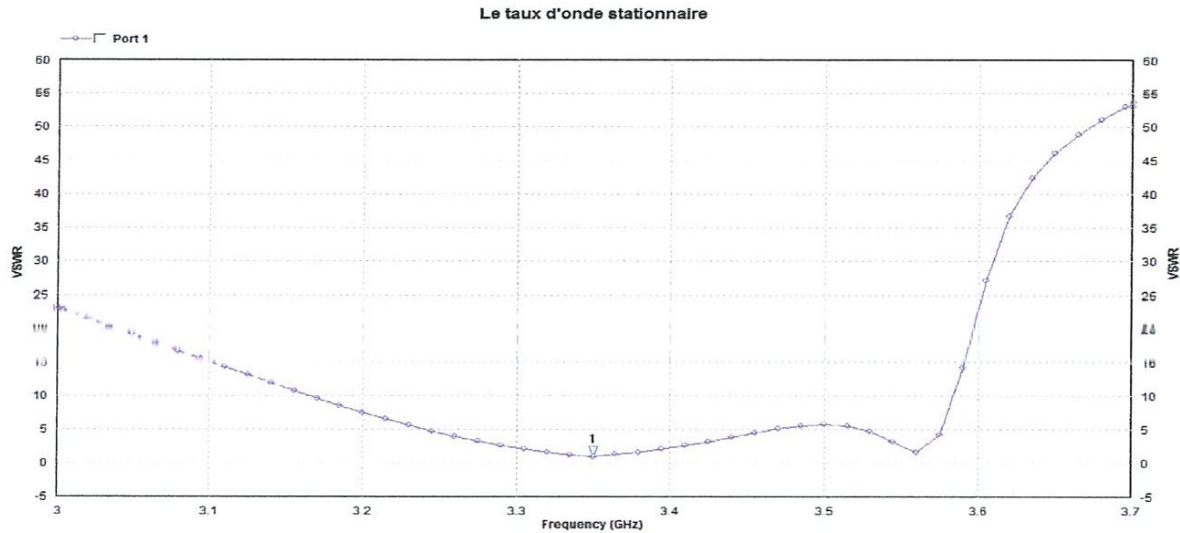


Figure.III.15 : variation de ROS en fonction de la fréquence

On constate qu'à la nouvelle fréquence de résonance (3.35GHz) le ROS est minimal et est égale à 1.009.

✓ **Diagramme de rayonnement en 2D :**

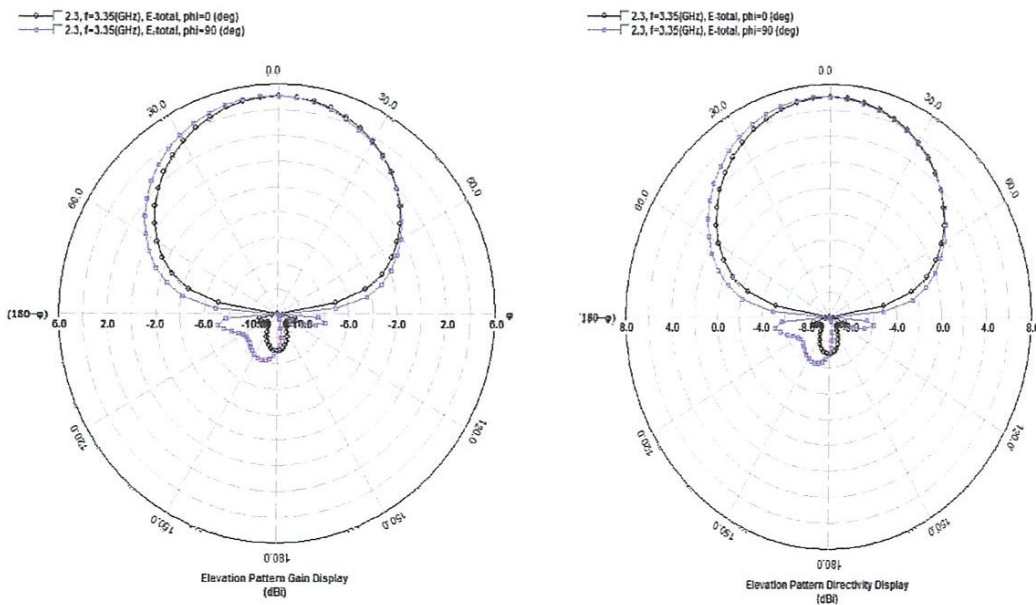


Figure.III.16 : a) diagramme en gain

b) figure : diagramme en directivité

La figure a) représente la variation du Gain en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

- Pour  $\varphi = 0$  la valeur maximale du gain est dans la direction  $\theta = 0$ , il est égal à 5.05 dBi et il diminue jusqu'à une valeur minimale égale à -12.07 dBi si  $\theta$  varie vers  $\mp 90$ .

On observe les mêmes résultats pour  $\varphi = 90$

la figure b) représente la variation de la directivité en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

On constate; pour  $\varphi = 0$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta = 128.22^\circ$

Et pour  $\varphi = 90$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta = 133^\circ$ .

#### h/ Comparaison entre antenne de base et antenne méta-matériau

✓ Coefficient de réflexion :

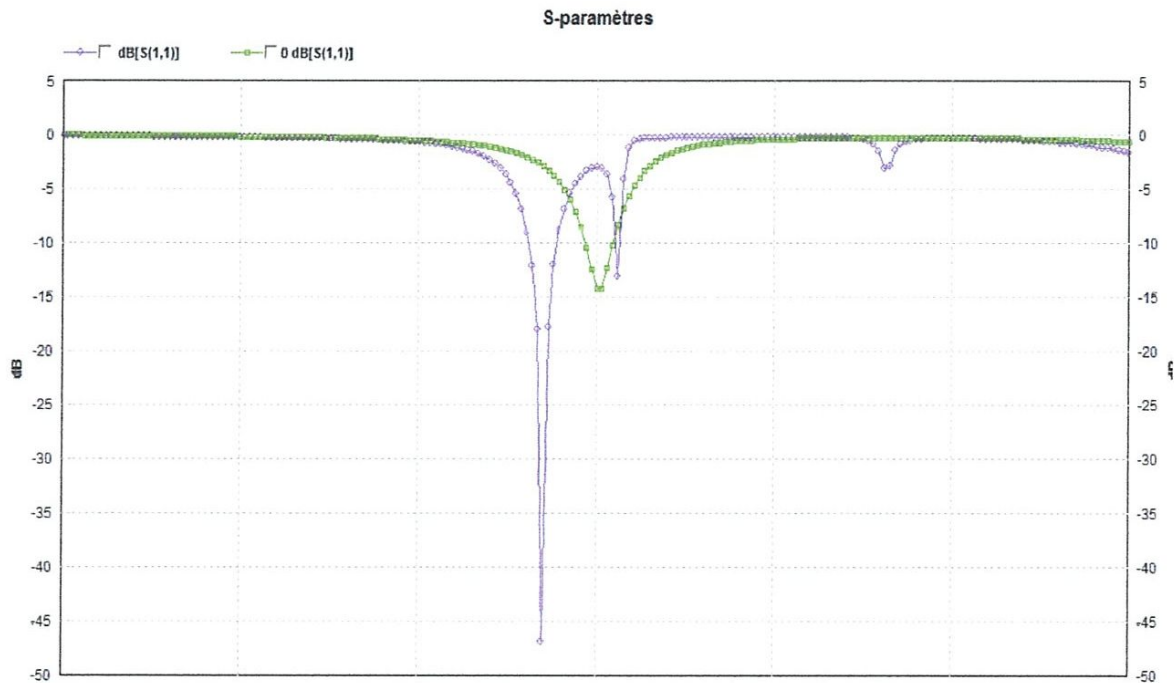


Figure.III.17:  $S_{11}$  ; en vert : modèle de base - en bleu: antenne méta-matériau

antenne paramètre	Antenne de base	Avec méta-matériaux
Fréquence de résonance ( $f_0$ GHz)	3.5	3.35
Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ en dB)	-14.48	-45.83
Impédance d'entrée ( $Z_{11}$ )	Re( $\Omega$ )	43.293
	Im( $\Omega$ )	16.59
Taux d'onde stationnaire (ROS)	1.46	1.009
Bande passante (BP en MHz)	80.95	78.95
Angle d'ouverture ( $\theta_{-3dB}$ )*2	135 <sup>0</sup>	128 <sup>0</sup>
Gain dBi	5.268	5.05
Longueur du patch (W en mm)	29.57	30.89
Largeur du patch (L en mm)	23.43	25.97

Tableau.III.2 :comparaison entre patch simple et avec méta-matériau structure 1

On constate en regardant le tableau et la figure si dessus que le méta-matériau permet d'amélioré considérablement l'adaptation, avec un décalage fréquentiel vers la gauche ce qui montre bien la diminution de la taille du patch. Par contre on a une petite diminution de la BP de 2 MHz.

D'après les résultats publiés dans la littérature, Monsieur Bilal GARG et al. [III.1] Ont constaté les mêmes observations avec d'autres modèles et structures méta-matériau comme 2ème couche.

#### III.4.3. Structure2 : antenne avec méta-matériau inclinée

Dans la deuxième structure on va créer une antenne multi-bande en inclinant la structure précédant de 90<sup>0</sup>.

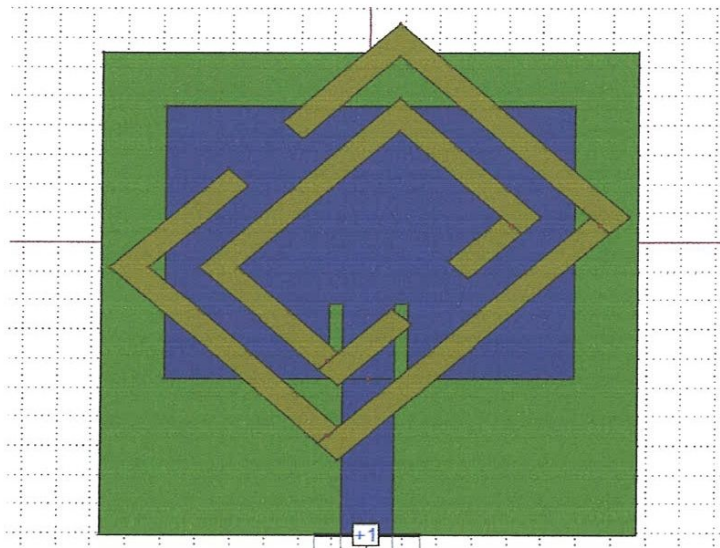


Figure.III.18 : patch avec méta-matériaux incliné

✓ Coefficient de réflexion :

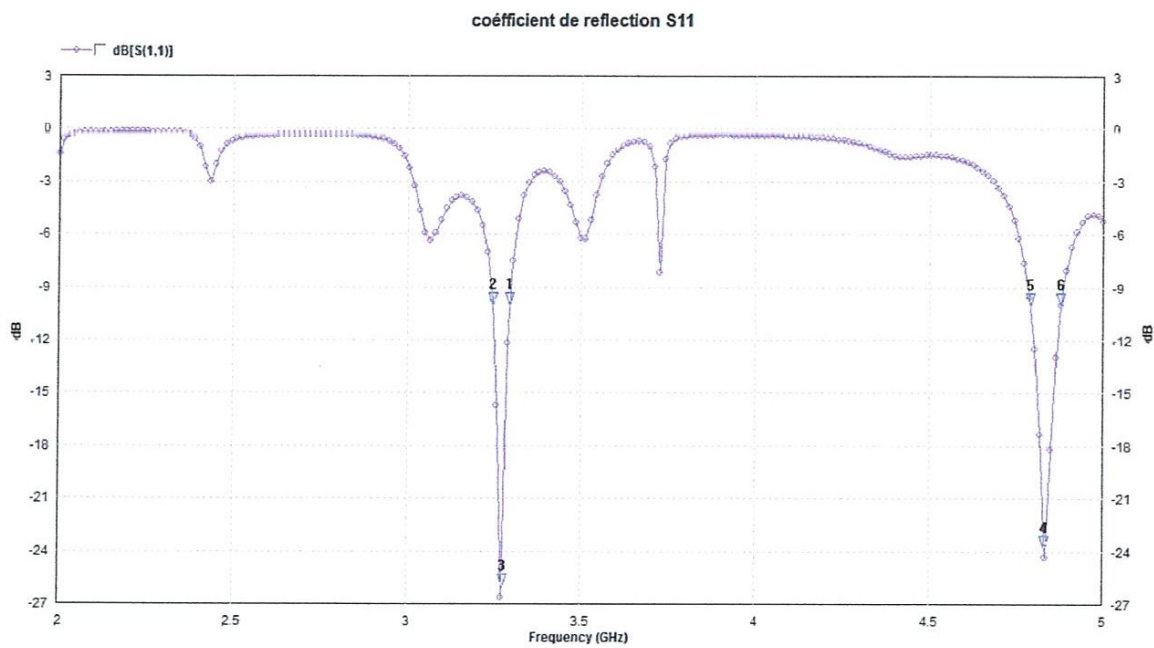


Figure.III.19 : variation du coefficient de la réflexion en fonction de la fréquence

Après la figure de S11 on observe l'apparition d'une seconde fréquence de résonance.

- La première fréquence est  $f_1=3.28$  GHZ avec une adaptation à  $-26$  dB. et sa bande passante à  $-10$ dB est de 51.22 MHZ.
- La deuxième fréquence est  $f_2=4.83$  GHZ avec une adaptation à  $-23.8$ dB. et sa bande passante à  $-10$ dB est de 87.64 MHZ.

D'après les résultats publiés dans la littérature, Monsieur Mayank Gautam et Bimal Garg [III.2] ont constaté le même comportement de multifréquences avec des structures inclinées.

✓ **Impédance d'entrée :**

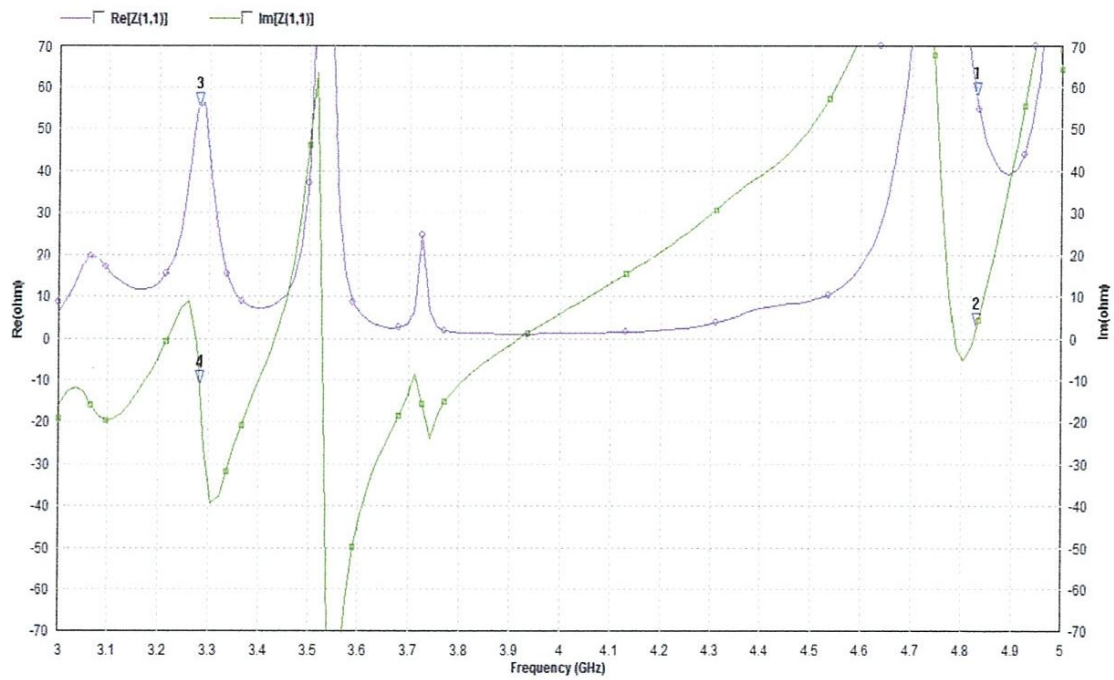
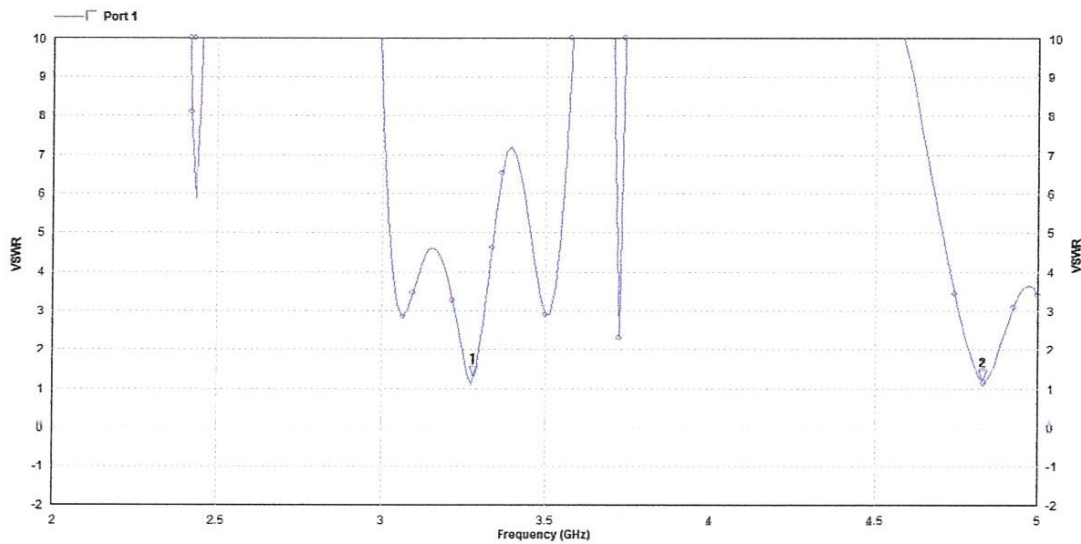


Figure.III.20: variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence

- L'impédance d'entrée à  $f_1$  est  $\text{Re}=55.32\Omega$  et  $\text{Im}= -11\Omega$ .
- L'impédance d'entrée à  $f_2$  est  $\text{Re}=57.64 \Omega$  et  $\text{Im}= 2.65 \Omega$ .

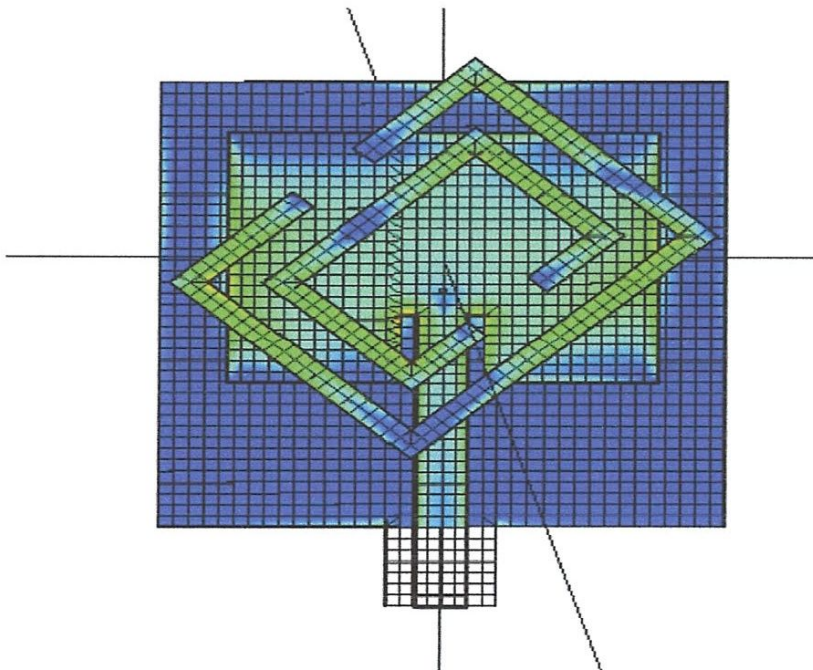
✓ **Le taux d'onde stationnaire :**



*Figure.III.21 : variation du ROS en fonction de la fréquence*

Pour la fréquence  $f_1$  le ROS est à 1.29 et pour la fréquence  $f_2$  le ROS est à 1.17

✓ **Distribution de courant :**



*Figure.III.22 : distribution du courant*

On remarque qu'en plus du maximum de courant autour de l'encoche et des extrémités gauches et droites du patch ; on a la création d'un maximum de courant sur les angles gauche et droite de la structure SRR.

C'est l'apparition de ce maximum de courant dans les angles du SSR qui provoque l'apparition d'une seconde fréquence de résonance.

✓ **Diagramme de rayonnement en 2D :**

Pour la première fréquence de résonance  $f_1=3.28\text{GHz}$  :

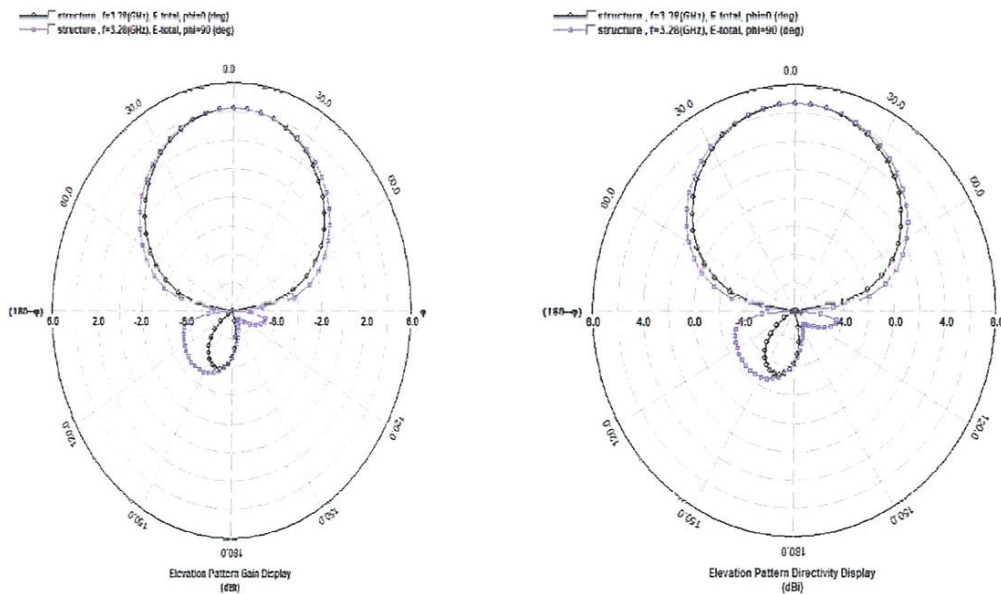


Figure.III.23 : a) diagramme en gain

b) figure : diagramme en directivité

La figure a) représente la variation du Gain en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

- Pour  $\varphi = 0$  la valeur maximale du gain est dans la direction  $\theta = 0$ , il est égal à 4.22dBi et il diminue jusqu'à une valeur minimale égale à -9.74dBi si  $\theta$  varie vers  $\mp 90$ .

On observe les mêmes résultats pour  $\varphi = 90$

La figure b) représente la variation de la directivité en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

On constate; pour  $\varphi = 0$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=130^\circ$

Et pour  $\varphi = 90$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=141^\circ$ .



Pour la deuxième fréquence de résonance  $f_2=4.83\text{GHZ}$

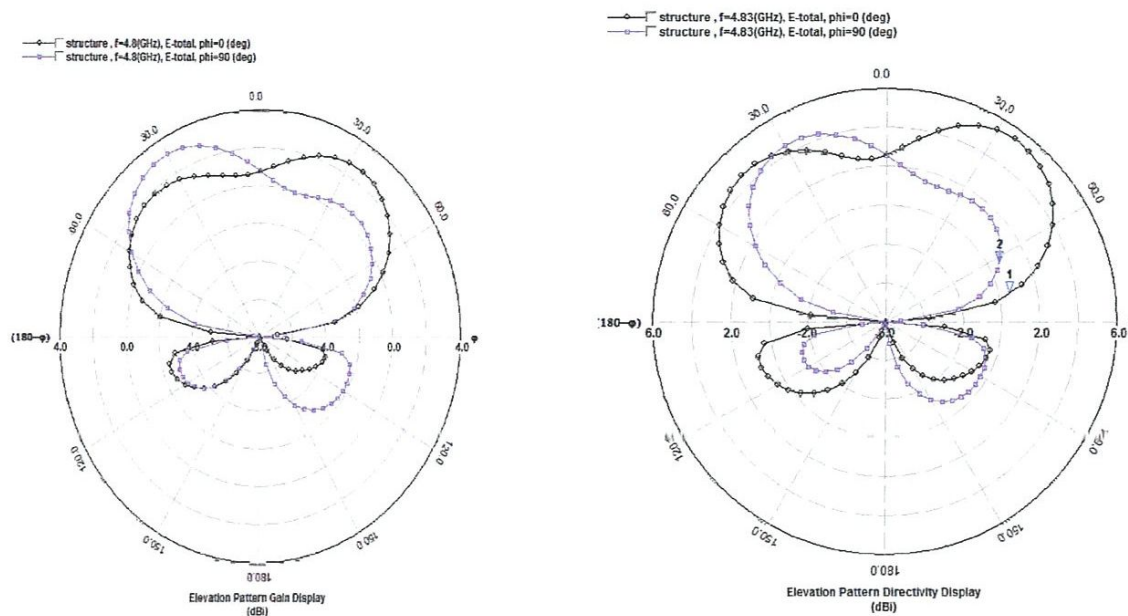


Figure.III.24 : a) diagramme en gain

b) figure : diagramme en directivité

La figure a) représente la variation du Gain en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

Pour  $\varphi = 0$  la valeur maximale du gain est dans la direction  $\theta = 35^\circ$ , il est égal à 3.73 dBi et il diminue jusqu'à une valeur minimale égale à -7.82 dBi si  $\theta$  varie vers  $\mp 90$ .

Pour  $\varphi = 90$  la valeur maximale du gain est dans la direction  $\theta = 29^\circ$ , il est égal à 2.76 dBi et il diminue jusqu'à une valeur minimale égale à -7.82 dBi si  $\theta$  varie vers  $\mp 90$ .

La figure b) représente la variation de la directivité en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

On constate; pour  $\varphi = 0$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=154.22^\circ$

Et pour  $\varphi = 90$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=125.36^\circ$ .

### III.5. STRUCTURE 3 : ANTENNE INSPIRÉE DES META-MATERIAU

Nous proposons une 3eme structure, en introduisant deux fentes (SRR anneau) dans le plan de masse :

Après plusieurs simulations et une étude paramétrique nous arrivons à obtenir les dimensions suivantes :

$R1=0.4\text{mm}$ ;  $R2=0.3\text{mm}$ ;  $G=0.4\text{mm}$ ;  $D=19.8\text{mm}$ .

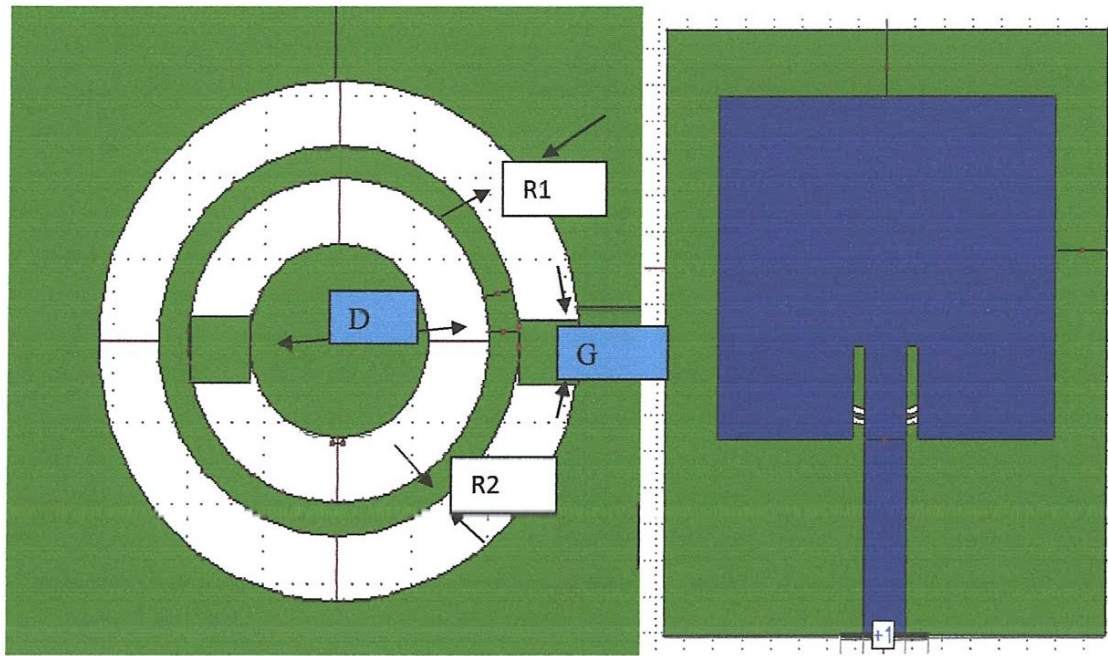


Figure III.25 : antenne avec SRR anneau sur le plan de masse

✓ Coefficient de réflexion :

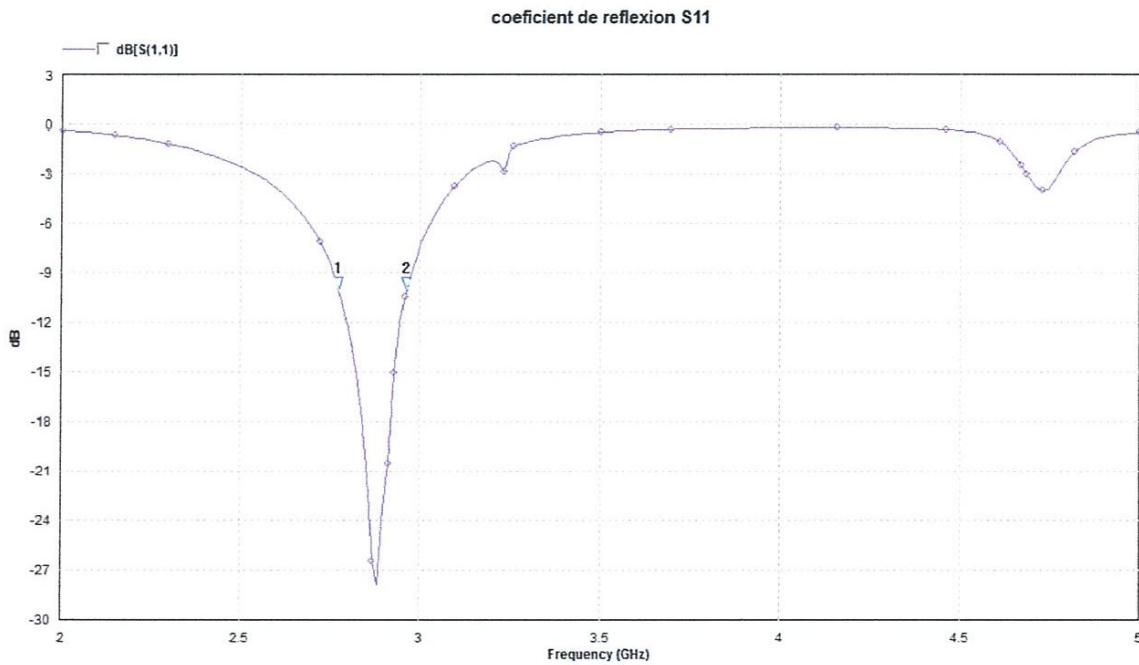


Figure III.26 : variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

On remarque un décalage de la fréquence de résonance de 3.5GHZ à 2.88GHZ avec une adaptation à -27.78 dB

-La bande passante pour  $S_{11}$  à la fréquence de résonance de 2.88GHZ est de 191.76MHZ.

✓ **Impédance d'entrée :**

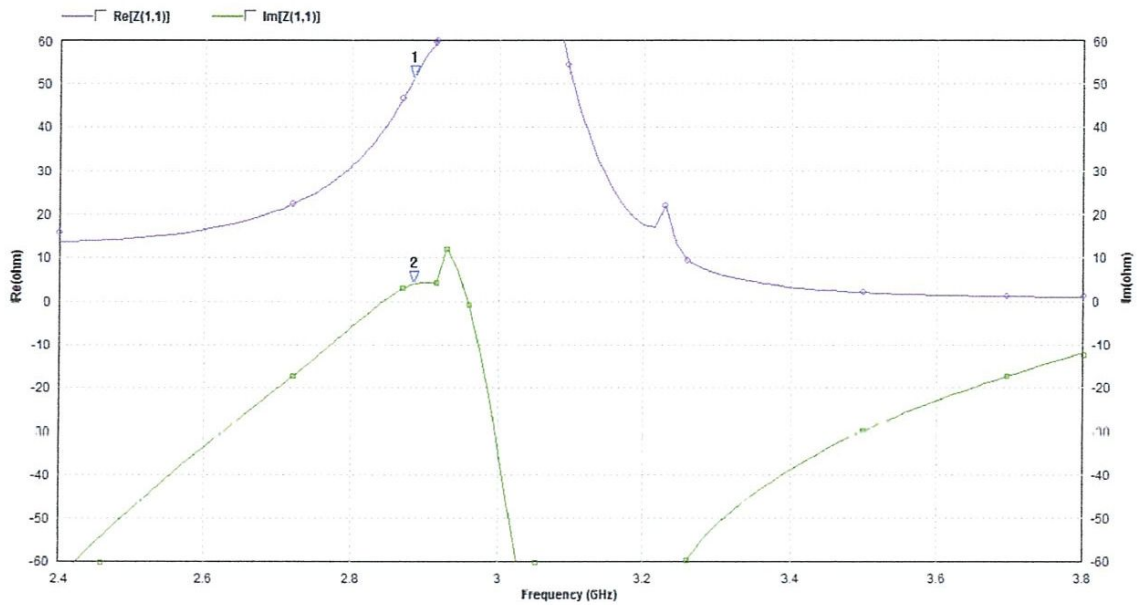


Figure.III.27: variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence

- L'impédance d'entrée à la fréquence de résonance est  $Re=51.26\Omega$  et  $Im=-3.92\Omega$ .

✓ **Le taux d'onde stationnaire :**

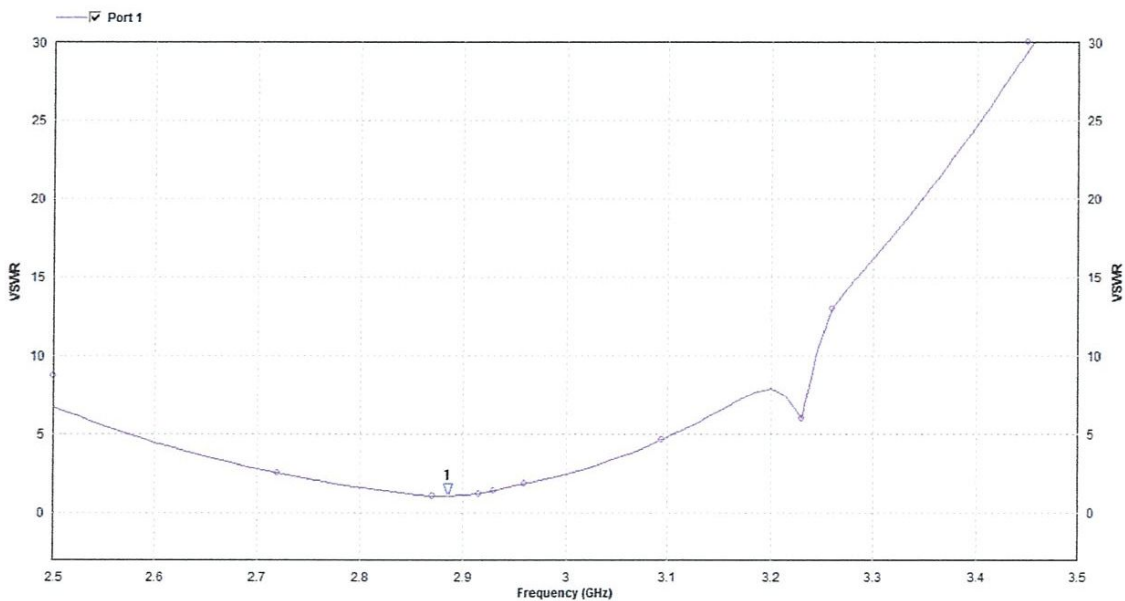


Figure.III.28 : variation du ROS en fonction de la fréquence

Le taux d'onde stationnaire à la fréquence de résonance est 1.45.

✓ **Distribution de courant :**

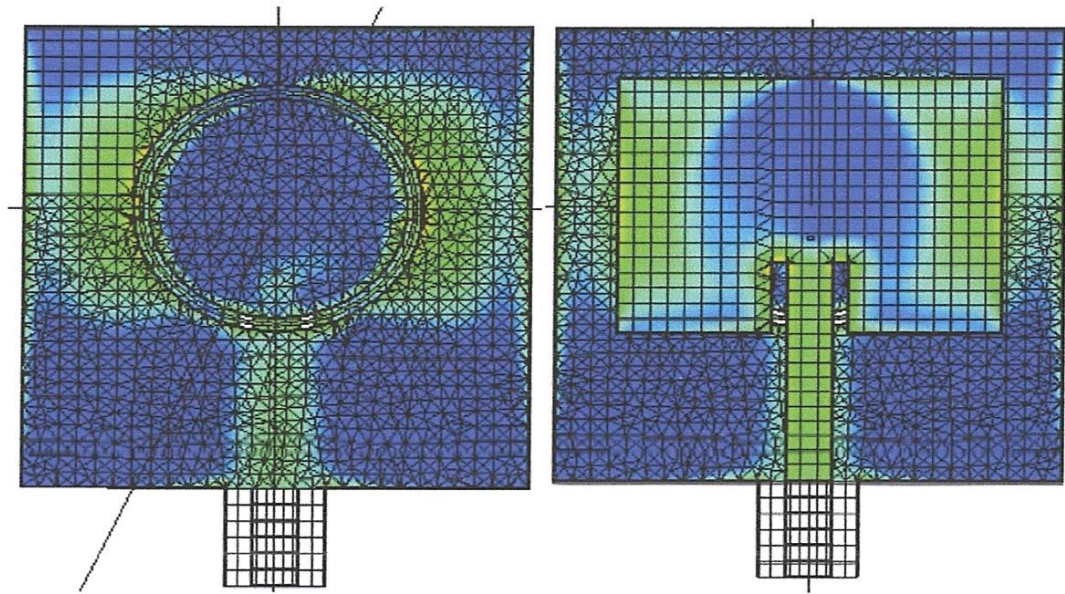


Figure.III.29 : distribution du courant

On remarque qu'en plus de la distribution de courant normale pour le patch il y a des maximums de courant sur le plan de masse au bord de la structure SRR.

✓ **Diagramme de rayonnement en 2D :**

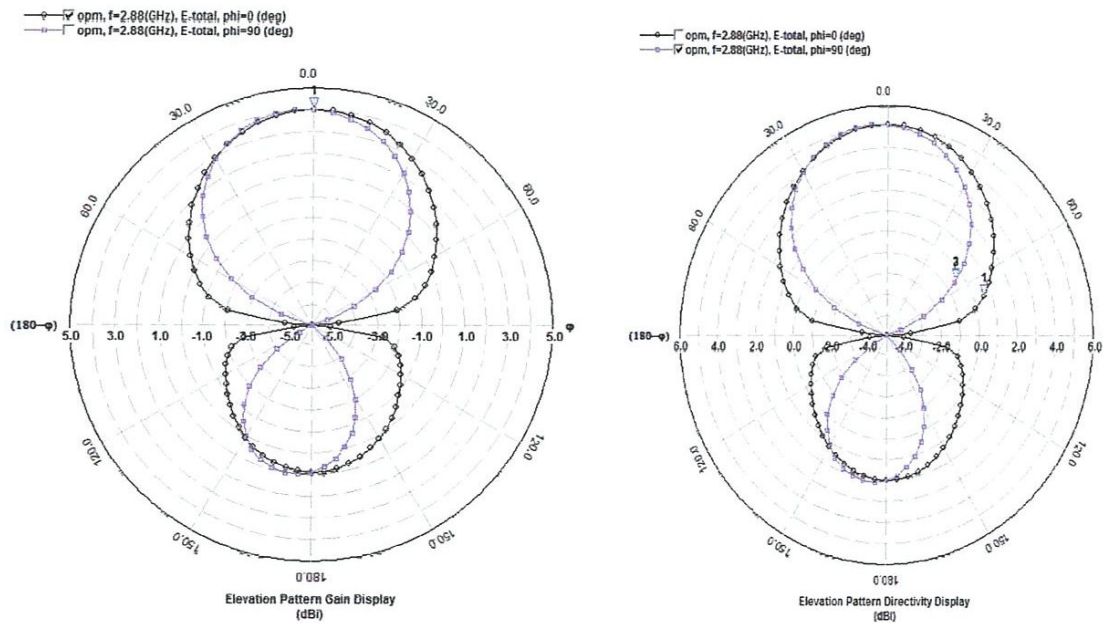


Figure.III.30 : a) diagramme en gain

b) figure : diagramme en directivité

La figure a) représente la variation du Gain en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

- Pour  $\varphi = 0$  la valeur maximale du gain est dans la direction  $\theta = 0$ , il est égal à 4dBi et il diminue jusqu'à une valeur minimale égale à -5.95dBi si  $\theta$  varie vers  $\mp 85$ .

On observe les mêmes résultats pour  $\varphi = 90$

La figure b) représente la variation de la directivité en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

On constate; pour  $\varphi = 0$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=140^\circ$

Et pour  $\varphi = 90$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=109.04^\circ$ .

#### ❖ Antenne avec méta-matériaux à 3.4 GHz :

D'après la simulation précédente on remarque un décalage de la fréquence de 620MHz (3.5 à 2.88GHz) donc pour avoir une antenne avec méta-matériaux qui résonne à 3.5GHz on doit calculer les paramètres du patch à 4.12GHz c'est-à-dire (3.5+0.62) GHz.

Les paramètres de l'antenne	
Patch : $W_3 * L_3$ (mm)	25.12*19.77
Ligne d'alimentation : $L_{o3}; W_{o3}; y_{o3}$ (mm)	11.38 ; 3.66 ; 7.54
Plan de masse $W_{g3} * L_{g3}$ (mm)	34.26*35.73

Tableau III.3 : paramètre de l'antenne patch à 4.12GHz

#### ➤ Coefficient de réflexion

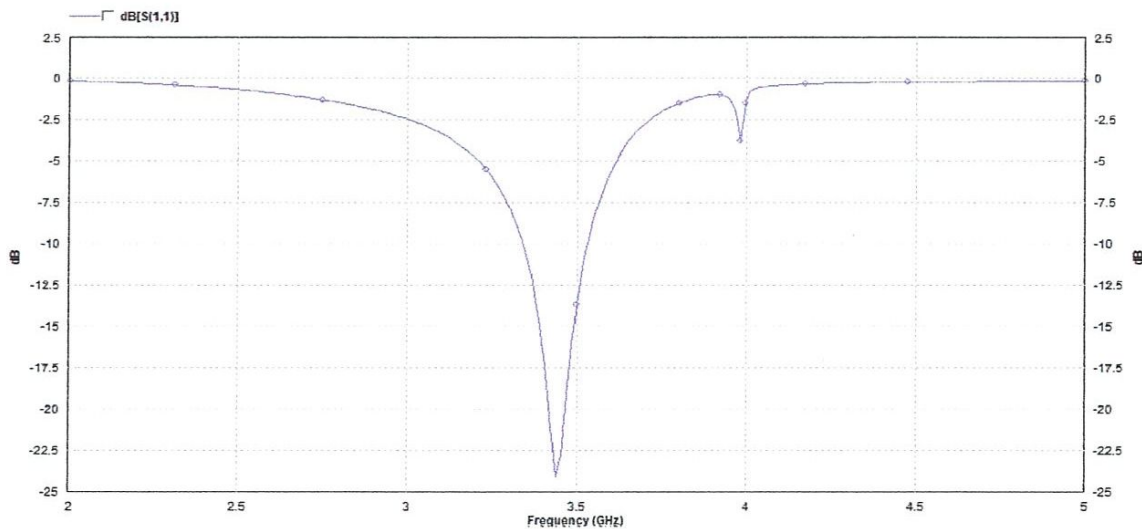


Figure III.31: variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

On remarque que la fréquence de résonance est 3.44 GHz avec une adaptation à -24.7 dB

-La bande passante pour  $S_{11}$  à -10 dB à la fréquence de résonance de 2.88GHz est de 190.76MHz.

En comparaison avec les dimensions du patch simple  $W > W_3$  et  $L > L_3$  ce qui implique une diminution de 15% de la taille de l'antenne.

D'après les résultats publiés dans la littérature, Monsieur J Malik et M. V. Kartikeyan et al. [III.3] ont constaté le même comportement.

### III.6. STRUCTURE 4 : ANTENNE META-MATERIAU AVEC UNE FENTE DANS LE PLAN DE MASSE

D'après les résultats obtenus pour les différentes antennes méta-matériau, en se basant sur des travaux publiés dans la littérature, et afin d'avoir des idées pour améliorer les inconvénients des antennes patch, nous proposons une dernière structure adaptée bien aux notre estimations.

L'antenne proposée est représentée par la figure ci-dessous :

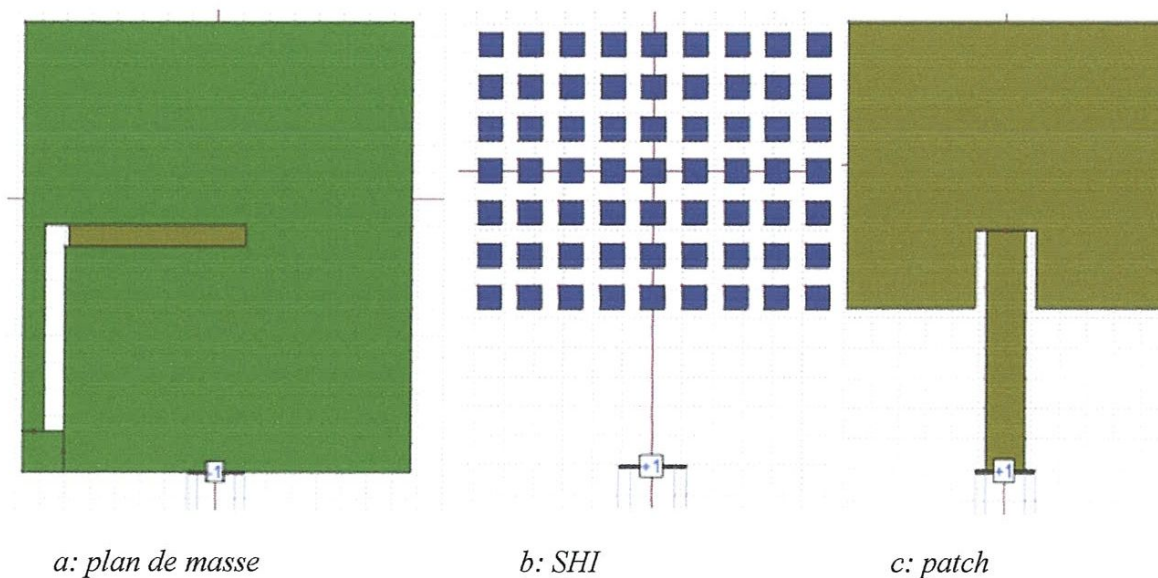


Figure III.32 : antenne avec L dans le plan de masse et SHI entre plan de masse et patch

## ✓ Coefficient de réflexion :

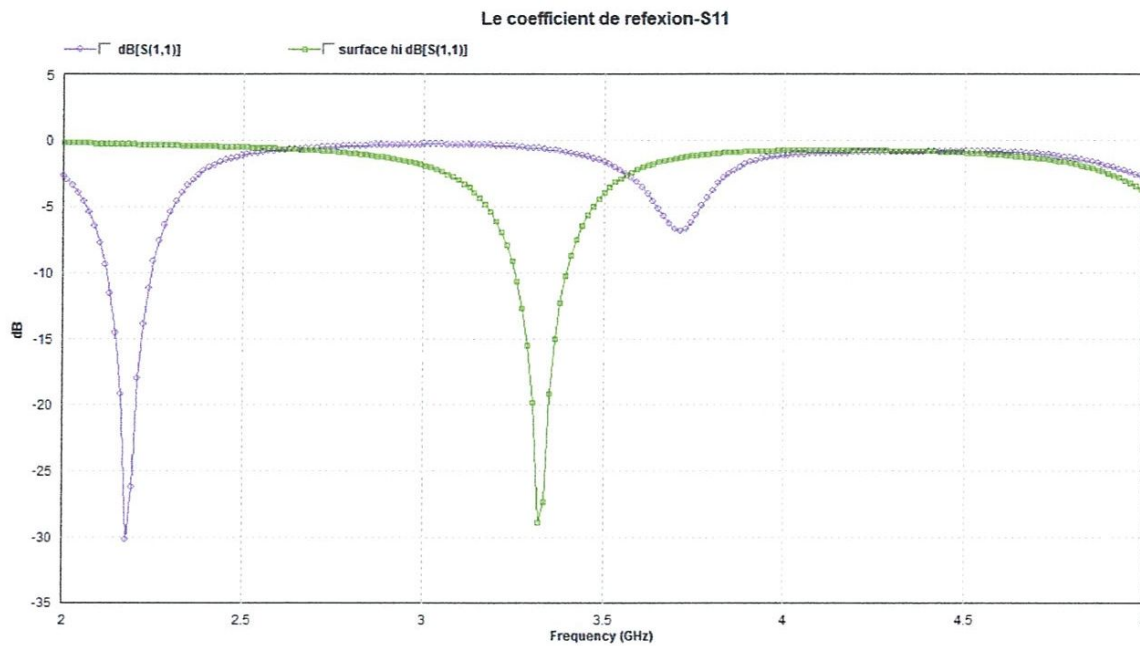


Figure III.33 : S11, en vert : Antenne méta-matériau sans fente, en move: avec fente

On remarque un petit décalage de la fréquence de résonance de 3.5GHZ à 3.32GHZ avec une adaptation à -28.86 dB et une bande passante de 143.77 MHz

En mettant sur le plan de masse une fente, forme de L, un décalage énorme de la fréquence résonance de 3.32GHZ à 2.18GHZ avec adaptation de -30dB en réduisant un peut la bande passante à 123.86MHz.

✓ Impédance d'entrée :

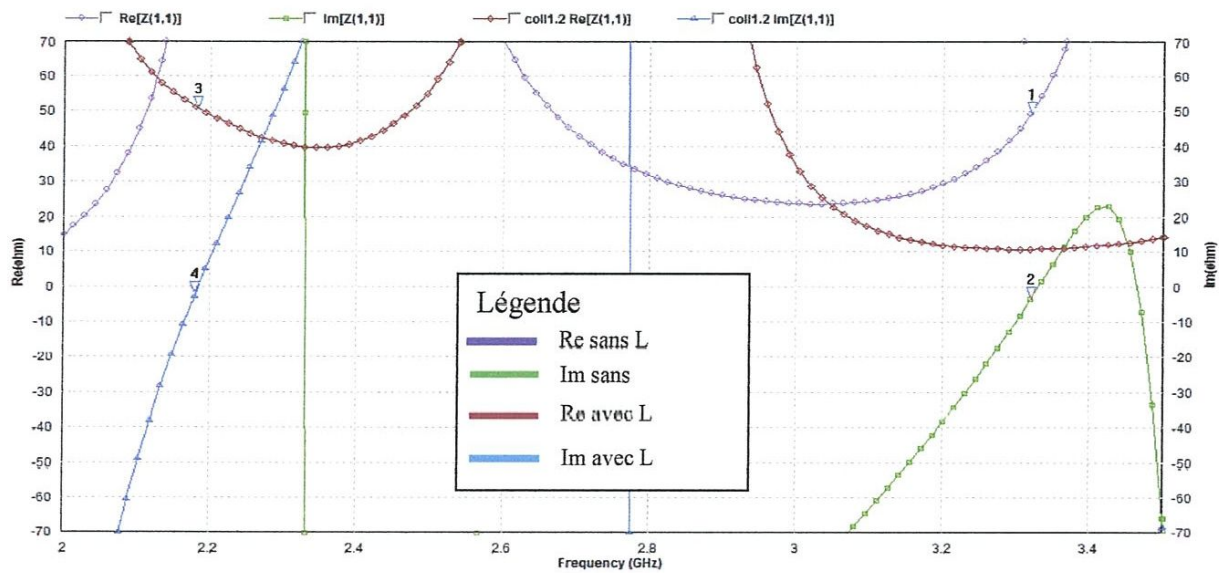


Figure III.34 : variation de l'impédance d'entrée  $Z_{11}$  en fonction de la fréquence

Avec la L dans le plan de masse et le méta-matériau entre le plan de masse et substrat on constate qu'à la fréquence de résonance ( $f_0 = 2.18$  GHz) la partie réel de l'impédance  $Re[Z(1,1)] = 50.39 \Omega$  et la partie imaginaire  $Im[Z(1,1)] = 0.98 \Omega$ .

Sans L dans le plan de masse on constate qu'à la fréquence de résonance ( $f_0 = 3.32$  GHz) la partie réel de l'impédance  $Re [Z(1,1)] = 50.79 \Omega$  et la partie imaginaire  $Im [Z(1,1)] = -0.87 \Omega$

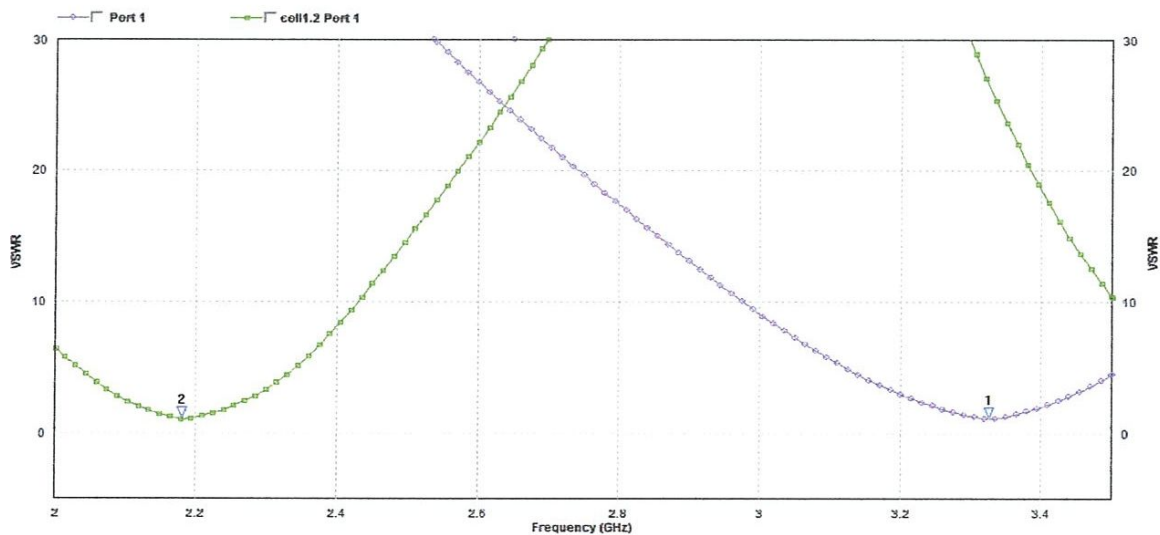


Figure III.35 : ROS, en vert : Antenne méta-matériau sans fente, en move: avec fente



On constate qu'avec L dans le plan de masse et le méta-matériau entre le plan de masse et le substrat une bonne réflexion de l'onde avec  $ROS=1.07$

On constate la même VSWR pour uniquement avec le méta-matériau entre le plan de masse et le substrat.

✓ **Diagramme de rayonnement en 2D :**

✚ Avec L dans le plan de masse:

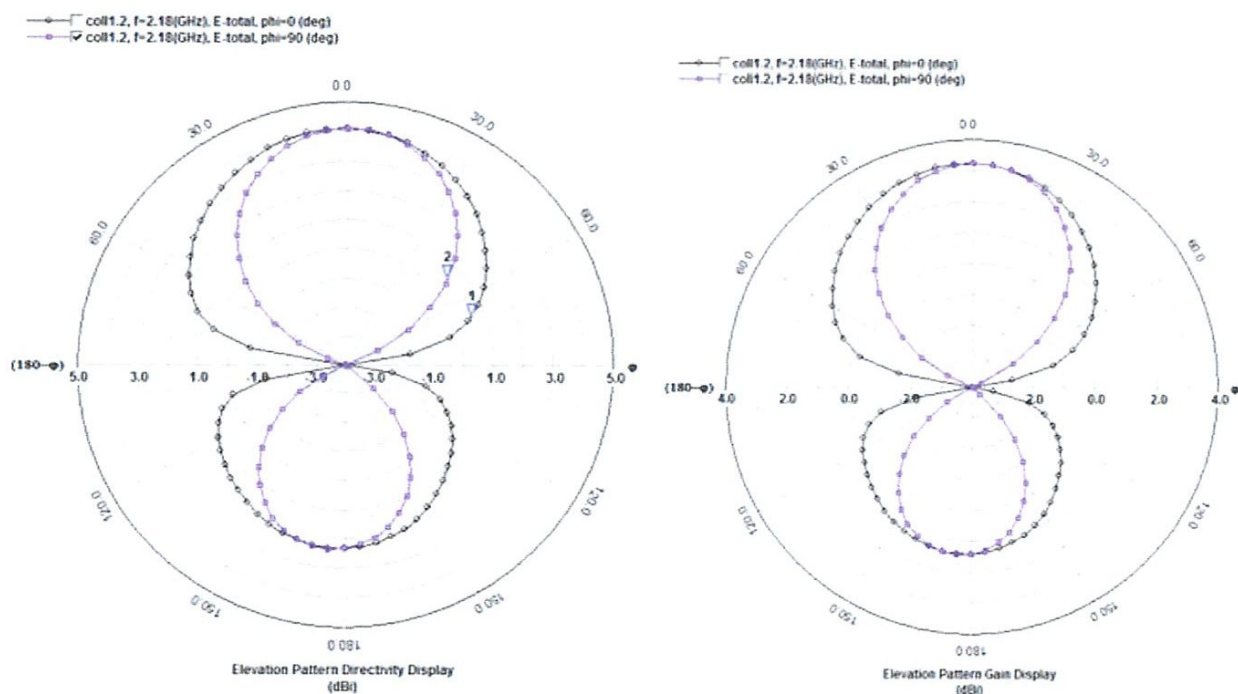


Figure.III.36: a) diagramme en directivité

b) figure : diagramme en gain

La figure b) représente la variation du Gain en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

- Pour  $\varphi = 0$  la valeur maximale du gain est dans la direction  $\theta = 0.14$ , il est égal à 3.23dBi et il diminue jusqu'à une valeur minimale égale à -3,86dBi si  $\theta$  varie vers  $\mp 80$ .

On observe qu'à  $\varphi = 90$  qu'il prend son maximum à  $\theta = 0.33$  et est égal à 3.23dBi en diminuant ainsi jusqu'à prendre son minimum à  $\theta = \mp 65$  et est égal à -3.9dBi

La figure a) représente la variation de la directivité en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

On constate; pour  $\varphi = 0$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=136.8^\circ$

Et pour  $\varphi = 90$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=97.48^\circ$ .

✚ Sans L dans le plan de masse :

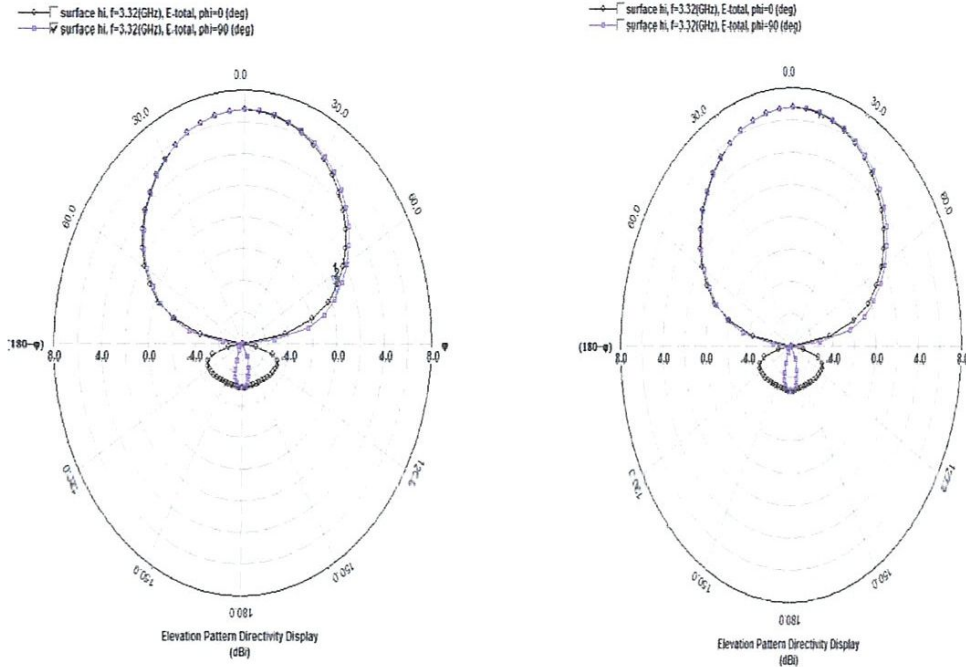


Figure.III.37 ; a) diagramme en directivité

b) figure : diagramme en gain

La figure b) représente la variation du Gain en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

- Pour  $\phi = 0$  la valeur maximale du gain est dans la direction  $\theta = 0$ , il est égal à 5.66 dBi et il diminue jusqu'à une valeur minimale égale à -9.67dBi si  $\theta$  varie vers  $\mp 80$ .

Pour  $\phi = 90$  on observe la même chose.

La figure a) représente la variation de la directivité en dB en fonction de l'angle d'élévation  $\theta$ .

On constate; pour  $\phi = 0$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=130^\circ$

Et pour  $\phi = 90$  l'angle d'ouverture à -3dB est égale à  $2\theta=136^\circ$ .

## III.7. TABLEAU DE COMPARAISON

Voici un tableau récapitulatif des paramètres des différentes antennes simulées :

antenne paramètre		Ant. de base	Struc 1	Struc 2		Struc 3	Struc 4	
				f <sub>1</sub>	f <sub>2</sub>		Avec L	sans L
Fréquence de résonance (f <sub>0</sub> GHZ)		3.5	3.35	3.28	4.83	2.88	2.18	3.32
Coefficient de réflexion (S <sub>11</sub> en dB)		-14.48	-45.83	-26	-23.8	-27.78	-30	-28.86
Impédance d'entrée (Z <sub>11</sub> )	Re(Ω)	43.29	50.39	55.32	57.64	51.26	50.39	50.79
	Im(Ω)	16.59	0.23	-11	2.65	3.92	0.98	-0.87
Taux d'onde stationnaire (ROS)		1.46	1.009	1.29	1.17	1.45	1.07	1.07
Bande passante (BP en MHz)		80.95	78.95	51.22	87.64	191.76	123.86	143.77
Angle d'ouverture (θ <sub>-3dB</sub> )*2 en (°)		135	128	130	154.2	109.4	136.8	136
Gain maxdBi		5.268	5.05	4.22	3.73	4	3.23	5.66
Longueur du patch (W en mm) à 3.5GHZ		29.57	28.35	-	-	25.12	21.47	28.35
Largeur du patch (L en mm) à 3.5GHZ		23.43	22.42	-	-	19.77	16.78	22.42
Diminution en %		-	4.12%	-	-	15%	27%	4.12%

Tableau.III.6 :comparais entre differentes structure

### III.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a d'abord servir du modèle de base d'une antenne patch simple qui résonne à 3.5GHZ (WIMAX) alimentée par encoche, pour générer d'autres structures, répondants aux plusieurs spécifications telles que : les multifréquences ou multibandes, élargissement de la bande passante, amélioration de l'adaptation et réduction de la taille,.....etc. Donc ce modèle pourra servir d'élément de base pour la construction d'une antenne plus puissante.

D'après les résultats de la simulation, on peut tirer les conclusions suivantes:

- ✓ La structure 1 avec SRR carré présente une meilleure adaptation par rapport à tous les autres structures ; avec une diminution de 4.12% de la taille de l'antenne. par contre on a une petite diminution de la bande passante et du Gain. L'antenne est devenue plus directive avec la diminution de l'angle d'ouverture.
- ✓ La même antenne avec le même SRR incliné de  $90^0$ , introduit d'autres fréquences de résonance, c à d le comportement multibande.
- Ensuite nous modifions le plan de masse du modèle de base en y ajoutant deux fentes basées sur un motif méta matériaux (SRR annulé), possède la meilleur bande passante (jusqu'à 191 MHz), avec une bonne adaptation et une amélioration de la directivité. par contre on a une diminution du Gain et d'un lobe secondaire plus important à cause de la fente dans le plan de masse.
- ✓ Enfin, pour la dernière structure proposée, qui est composée de deux substrats diélectriques, dont la surface haute impédance est entre patch et plan de masse, en introduisant une fente sous forme d'un L dans le plan de masse une fois, et sans fente une autre fois, les résultats montrent bien l'effet et l'intérêt de la fente, sur la réduction de la taille de l'antenne (27%), en plus la présence de la SHI élargie bien la bande passante de notre antenne de base (123.86 MHz avec la fente et 143.77MHz sans fente) .
- ✓ Finalement, le tableau récapitulatif des paramètres des différentes antennes simulées nous permet de tirer la bonne structure en fonction du paramètre désirée, par exemple, si on veut une antenne large bande, le choix coïncide avec la structure 3, la structure 4 avec L répond bien à la réduction de la taille de l'antenne, pour un gain important on peut choisir la dernière structure (struc. 4 sans L), pour une antenne plus directive la structure 3 est mieux adaptée, enfin, pour une meilleure adaptation (les pertes minimale) la dernière structure est la meilleur.

- Dans la structure 4 on a mis une surface haute impédance entre le substrat et le patch. On a aussi décidé d'étudier l'influence d'un « L » dans le plan de masse (technique de réduction inspiré des méta-matériaux). Sans le « L » on a une bonne adaptation une réduction de la taille de 4.12% ; tout en gardant la même directivité que le patch simple et une augmentation du gain ; on a aussi une bande passante de 143MHz. Avec « L » dans le plan de masse la réduction atteint les 27% (meilleure réduction) mais on a une diminution du Gain et un lobe secondaire plus important à cause du trou dans le plan de masse.

**conclusion générale**

## CONCLUSION GENERALE

Les antennes imprimées sont à la base des technologies sans fil ; donc les recherches dans ce domaine sont toujours prépondérantes. Les principaux axes de recherches tendent toujours à diminuer la taille pour des appareils de plus en plus petits ; augmenter la bande passante pour les applications gourmande en bande passante (visioconférence ; télévision sur mobile etc....) ; et la recherche d'antenne multi bande.

Dans les chapitres théoriques nous avons rappelé les caractéristiques principales des antennes imprimés et définies les paramètres indispensables à leur conception. Ensuite nous avons rappelé les différentes technologies utilisées par les chercheurs pour miniaturiser les antennes ; et nous nous sommes basées sur l'application des méta-matériaux aux antennes imprimées.

L'antenne méta-matériau est une nouvelle technologie qui est en plein développement; de ce fait, le travail sur les antennes méta-matériaux est complexe étant donné la rareté des documents sur le sujet, de plus il faut concevoir une structure métallique bien adaptée pour réaliser nos objectifs. En effet ce n'est qu'au début des années 2000 que les antennes avec méta-matériau à l'état réalisé pratiquement. Dans notre projet on a mis en évidence certains avantages de ces antennes en simulant différentes structures méta-matériaux. Ainsi nous avons montré la diminution de la taille de l'antenne et l'augmentation de l'adaptation dans tout les structures méta-matériaux proposées ; l'augmentation de la bande passante avec la structure trois et quatre ; et même l'antenne multi-bande avec la structure deux. Mais on a aussi quelques inconvénients liés à ces structures (diminution du gain, de la directivité).

Ce travail a été très bénéfique pour nous d'une part il nous a permis de maîtriser un logiciel de simulation d'antenne en occurrence IE3D ; et d'autre part d'approfondir nos connaissances sur les antennes imprimés et de comprendre une technologie d'avenir que sont les méta-matériaux.

Vue la possibilité que offre les méta-matériaux et le manque de matérielle ou de logicielle pour mesurer et caractériser la permittivité et la perméabilité des matériaux au niveau de notre département ce travail peut se prolonger sur deux axes :

- Le premier consiste à Créer des nouvelles structures périodiques méta-matériaux simulée et caractérisée par d'autres logiciels de simulation tel que CST, en calculant sa

permittivité et sa perméabilité ; pour trouver d'autres configuration plus performant des antennes imprimés.

- Le deuxième axe de prolongement de ce travail est la Mise en pratique, au niveau du laboratoire de recherche de télécommunication, des structures simulées pour faire la caractérisation expérimentale et la validation des résultats numériques.



**REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE**

- [I.1] thèse de SIDI ALI MEBAREK Zerrouk, antenne ; université de limoge ; 2005
- [I.2] 4IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vols. AP-17, No. 3. May 1969; AP-20, No. 1, January 1974 and AP-31, No. 6, Part II, Novembre 1983.
- [I.3] VAUDON Patrick – Master Recherche Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques IRCOM –Université de Limoges ; juin 2003
- [I.4] thèse de K. Hirasawa et M. Haneishi . Antenne et propagation ; 2006
- [I.5] .AAJAIL Hamid DAOUD Bilel NENAG Gerard Projet Hyperfréquences, Conception D'une antenne émettrice de type patch 2005
- [I.6] G. Kumar and K. P. Ray, "Broadband microstrip antennas," Artech House Boston. London 2003.
- [I.7] Constantine A. Balanis 1997, Antenna Theory, analysis and design, New York, John Wiley & Sons, Inc.
- [I.8] Antenna research, Standard antenna terms and Related Formulas,  
<http://www.arainc.com> . Com
- [I.9] Applet Transmission Line Impedance Matching by single stub tuning,  
<http://home3.netcarrier.com/~chan/EMIPROGRAMS/STUBMATCH.html>
- [I.10] THESE DRENA PIFA; universities Paris sud ; 2009
- [I.12] R. E. Collin, Antennas and Radiowave Propagation, McGraw-Hill, Inc., 1985.
- [I.13] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, Antennas for All Applications, 3rd edition, McGraw-Hill, Inc., 2002.
- [I.14] A. A. Smith, Jr., 'Standard-site method for determining antenna factors,' IEEE Trans. Electromagnet. Compat. 24, 316–322, 1982.
- [I.15] R. P. Clayton, Introduction to Electromagnetic Compatibility, Wiley Interscience, 1992, pp. 202–206.
- [I.16] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [I.17] These pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges par Géraldine trouillard le 29 octobre 2003 ; contribution a l'étude des phénomènes électromagnétiques lies aux futurs systemes mobiles de reception hertzienne a bord des vehicules automobiles. Conception, realisation et tests des antennes correspondantes.
- [I.18] I. J. Bahl and F. Bhartia, "Microstrip antennas," Dedham, Ma: Artech House 1980.
- [I.19] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," IEEE, Vol. 80, N° .1, pp. 79-91, January 1992

- [I.20] J. R. James and P. S. Hall, "Broadband microstrip antennas," IEE Electromagnetic Waves Series 28, 1989.
- [I.21] G. Kumar and K. P. Ray, "Broadband microstrip antennas," Artech House Boston. London 2003.
- [I.22] Webster's Dictionary.
- [I.23] livre de T.C. Edwards, "Foundation for Microstrip Circuit Design" Second Edition, John Wiley & Sons Ltd, 1992, chapitres 1 et 5
- [I.24] Zeland Software Inc. : - <http://www.zeland.com/>
- [I.25] Computer Simulation Technology ,Microwave Studio : <http://www.cst.com/>
- [I.26] J. R. Mosig et F. Gardiol, "Technique analytique et numériques dans l'analyse des antennes microruban," ANN.Télécom, 40, n°7 8, 1985.
- [I.28] J. Rashed and C. T. Tai, "A new class of resonant antennas," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 39, pp. 1428-1430, 1991.
- [I.29] K.-L. Wong and H.-C. Tung, "An inverted U-shaped patch antenna for compact operation," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 51, pp. 1647-1648, 2003.
- [I.30] H. K. Kan and R. B. Waterhouse, "Shorted spiral-like printed antennas," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 50, pp. 396-397, 2002.
- [I.31] D. T. Notis, P. C. Liakou, and D. P. Chrissoulidis, "Dual polarized microstrip patch antenna, reduced in size by use of peripheral slits," in Microwave Conference, 2004. 34th European, 2004, pp. 125-128.
- [I.32] K. Gosalia and G. Lazzi, "Reduced size, dual-polarized microstrip patch antenna for wireless communications," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 51, pp. 2182-2186, 2003.
- [I.33] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal element antennas: a compilation of configurations with novel characteristics," in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE, 2000, pp. 1688-1691 vol.3.
- [I.34] V. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ," Physics-Uspekhi, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [I.35] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile .
- [II.1] S. Zhu and R. J. Langley, "Dual band wearable antennas over EBG substrate", Electronics Letters, Vol.43(3), pp. 141-143, 2007.
- [II.2] M. Achour, A. Gummalla, C. J. Lee, A. Dupuy, G. Poilasne: "Enabling True Wireless

- Broadband and Multi-Mode Comm. Networks with Metamaterial Air Interface Technology", Proceeding Meta08 NATO Advanced Research Workshop, May 2008 pp. 539-547.
- [II.3] D. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces" Ph.D. thesis, University of California, Los Angeles, 1999.
- [II.4] G. Poislane, "Antennes et matériaux à BIP", Thèse de Doctorat n°2194, Université de Rennes I, Juillet 1999.
- [II.5] L. Schreider, "Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur - Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz". Thèse de Doctorat, ENST, Avril 2006.
- [II.6] A. Grbic and G. V. Eleftheriades. Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial. *Journal of Applied Physics*, 92(10) :5930–5935, 2002.
- [II.7] A. Grbic and G. V. Eleftheriades. Dispersion analysis of a microstrip-based negative refractive index periodic structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 13(4) :155, 2003.
- [II.8] A. Grbic and G. V. Eleftheriades. Growing evanescent waves in negative-refractive-index transmission-line media. *Applied Physics Letters*, 82(12) :1815–1817, 2003.
- [II.9] A. Grbic and G. V. Eleftheriades. Periodic analysis of 2-d negative refractive index transmission line structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 51(10) :2604, 2003.
- [II.10] A. Grbic and G. V. Eleftheriades. Subwavelength focusing using a negative refractive-index transmission line lens. *IEEE Antennas and Wireless Propagation*
- [II.11] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, and I. Youngs. Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures. *Physical Review Letters*, 76(25) :4773–4776, 1996. *Letters*, 82(2) :1536–1225, 2003.
- [II.12] J. B. Pendry, D. J. Robbins, and W. J. Stewart. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11) :2075–2084, 1999.
- [II.13] V. A. Podolskiy, A. K. Sarytchev, and V. M. Shalaev. Plasmon modes in metal nano wires and left-handed materials. *Journal of Nonlinear Optical Physics and Materials*, 11(1) :65–74, 2002.
- [II.14] O. Reynet. Matériaux à base d'Éléments Ferromagnétiques et Electroniques.

- Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2003.
- [II.15] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical Review Letters*, 84(18) :4184–4187, 2000.
- [II.16] D. R. Smith and S. Schultz. Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients. *Physical Review B*, 65 :195104, 2002.
- [II.17] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz. Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial. *Applied Physics Letters*, 78(4) :489–491, 2001.
- [II.18] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz. Experimental verification of a negative index of refraction. *Science*, 292 :77–79, 2001.
- [II.19] S. A. Tretyakov, I. V. Nefedov, and S.I. Maslovski. Metamaterials with negative parameters and resonators based on phase compensation. URSI XXVI National Convention on Radio Science, 2002.
- [II.20] S. A. Tretyakov. Meta-materials with wideband negative permittivity and permeability. *Microwave and Optical Technology Letters*, 31(3) :163–165, 2001.
- [II.21] P. M. Valanju, R. M. Walser, and A. P. Valanju. Wave refraction in negative index media : Always positive and very inhomogeneous. *Physical Review Letters*, 88(18) :187401, 2002.
- [II.22] V.G. Veselago. The electrodynamics of substances with simultaneously negative Values of epsilon and mu. *Soviet Physics USP EKHI*, 10(4) :509–514, 1964.
- [II.23] T. Weiland, R. Schuhmann, R. B. Greigor, C. G. Parazzoli, A. M. Vetter, D. R. Smith, D. C. Vier, and S. Schultz. Ab initio numerical simulation
- [II.24] P. M. Valanju, R. M. Walser, and A. P. Valanju. Wave refraction in negative index media : Always positive and very inhomogeneous. *Physical Review Letters*, 88(18) :187401, 2002.
- K. Li, S. J. McLean, R. B. Greigor, C. G. Parazzoli, and M. H. Tanielian. Free-space focused-beam characterization of left-handed materials. *Applied Physics Letters*, 82(15) :2535–2537, 2003.
- [II.25] P. M. Valanju, R. M. Walser, and A. P. Valanju. Wave refraction in negative index media : Always positive and very inhomogeneous. *Physical Review Letters*, 88(18) :187401, 2002. R. B. Greigor, C.G. Parazzoli, K. Li, and M. H. Tanielian. Origin of Dissipative losses in negative index of refraction materials. *Applied Physics*

- Letters, 82(14) :2356–2358, 2003.
- [II.26] P. M. Valanju, R. M. Walsler, and A. P. Valanju. Wave refraction in Negative index media : Always positive and very inhomogeneous. *Physical Review Letters*, 88(18) :187401, 2002.
- P.G. Balmaz and O. J. F. Martin. Efficient isotropic magnetic resonators. *Applied Physics Letters*, 81(5) :939–941, 2002.
- [II.27] C.G. Parazzoli, R.B. Greeger, K. Li, B. E.C. Koltenbah, and M. Tanielian. Experimental verification and simulation of negative index of refraction using
- [II.28] S. Rogers, W. E. McKinzie, and G. Mendolia. Artificial magnetic conductor (amc) technology enables the coexistence of 802.11b and bluetooth [htm:www.etsi.com](http://www.etsi.com), 2003.
- [II.29] D. F. Sievenpiper. High-Impedance Electromagnetic Surfaces. Thèse de doctorat, University of California, Los Angeles, 1999.
- [II.30] V. C. Sanchez, W. E. McKinzie, and Rodolfo E. Diaz. Broadband antennas over electronically reconfigurable artificial magnetic conductor surfaces. *Antenna Applications Symposium*, Monticello, Illinois, 2001.
- [II.31] G. Poilasne. Antennas on high impedance ground planes : on the importance of the antenna isolation. *Progress In Electromagnetics Research, PIER 41*, page 237–255, 2003.
- [II.32] W. E. McKinzie and R. R. Fahr. A low profile polarization diversity antenna built on an artificial magnetic conductor. *The IEEE AP-S Intl. Symp.*, San Antonio, 2002.
- [II.33] A. P. Feresidis, G. Goussetis, and J. C. Vardaxoglou. Artificial magnetic Conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(1):209–215, 2005.
- [II.34]. [ Research Article Recent Advances in Multiband Printed Antennas Based on Meta-material Loading]
- [II.35] J. Pendry & al, “*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*”, 47, 2075 (1999).
- [II.36] C.G. Parazzoli & al, “*Phys. Rev. Lett.* 90”, 107401-1 (2003).
- [II.37] revue de l’électricité et de l’électronique : Les méta-matériaux Des matériaux naturels aux matériaux créés et fabriqués par l’homme par Alain Priou Université Paris Ouest Nanterre La Défense Laboratoire d’Energie, de Mécanique et d’Electromagnétisme ; 2013

[III.1] publication dans le journal Current Research in Engineering, Science and Technology (CREST): analysis and desing of leift handed meta-material to amelioration the bandwidth and lost using CST par Bimal Garg ; Mai 2013.

[III.2] publication dans le journal Current Research in Engineering, Science and Technology (CREST):Microstrip patch Antenna using Left-Handed Metamaterral structure for Bandwidth Improvement; par Bimal Garg et Mayank Gautam; septembre 2011.

[III.3] Progress in Electromagnetics Research Letters, Vol. 31, 35-43, 2012: Meta-material Inspired Patch Antenna with L-shape slot loaded ground plane for dual band application par Mukul; et Swapna DEvi.



## ANNEXE

Voici une routine de calculs en MATLAB, permettant de calculer les paramètres physique d'une antenne patch simple avec plan de masse finie et adaptée par encoche, en fonction de la fréquence de résonance ; de la hauteur du substrat (h) ; de sa permittivité relative  $\epsilon_r$  ; et la longueur de la ligne d'alimentation (L0).

Programme :

```

function Entrée =dimention(fo,Er,h)
fo=input('entrée la valeur de fo = ');
Er=input('entréc la valeur de Er = ');
h=input('entrée la valeur de h = ');
L0=input('entrée la valeur de L0 = ');
format long,
W= ((3e+8)/(2*fo))*(sqrt(2/(Er+1)))%largeur du patch
Eeff= ((Er+1)/2)+(((Er-1)/2)*((1+(12*h/W))^-0.5));%ε effectif
Leff= (3e+8)/(2*fo*sqrt(Eeff));%longueur cffetif
DL=(0.412*h*(Eeff+0.3)*((W/h)+0.264))/((Eeff-0.258)*((W/h)+0.8));% extension de la
longueur
L= Leff-(2*DL)% longueur du patch
k =(3e+8/fo);% longueur d'onde
if W>k% comparaison entre longueur d'onde et largeur du patch
    G1=((W/k)^2)/120;
else G1=((W/k)^2)/90;
end
Yo=(L/pi)*acos(10*sqrt(G1))% profondeur de l'encoche
wg=W+6*h% largeur du plan de masse
lp=L+L0+3*h% longueur du plan de masse
yin=(L/2)+L0;
ys=(L/2)+3*h;
y=-((yin+ys)/2)+ys% déplacement du plan de masse par rapport au centre

```



## **Résumé :**

Ce travail englobe les principales techniques de miniaturisations utilisées par les méta-matériaux appliqué à l'antenne imprimé. Ils représentent un outil de base pour les recherches d'améliorations des performances des antennes imprimée par les méta-matériaux. On a montré par simulation d'antenne méta-matériau les différent paramètre que ces matériaux peuvent améliorer en s'approchant d'un cas réel (plan de masse linie); et ouvert des perspective sur d'éventuel projet sur ce sujet.