

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة ابوبكر بلقايد - تلمسان-

**Université Abou BekrBelkaïd – Tlemcen – Faculté de TECHNOLOGIE**



## **Mémoire de Fin d'Etudes**

Présentée pour l'obtention du **grade de Master**

**En :** télécommunications

**Spécialité :** Systèmes des Télécommunications

**Par :** Mokrani Mohammed Alaaeddine

Naas Anes

**Conception d'antennes planaires miniatures pour des applications GSM**

Soutenue publiquement, en Juillet 2021, devant le jury composé de :

M. Mr N. BOUKLI HACENE	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mme F. BOUSALAH	Maître de conférences	Univ. Tlemcen	Encadreur
Mme H. BENOSMAN	Maître de conférences	Univ. Tlemcen	Examinatrice

## Remerciements

La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui nous voudrions témoigner toute notre gratitude.

Nous tenons tout d'abord à adresser toute notre reconnaissance à la directrice de ce mémoire, Madame BOUSALAH FAYZA, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter nos réflexions.

Nous tenons également à remercier Mr Boukli et Madame Benosmane d'avoir accepté de nous prêter son attention, juger et évaluer notre travail.

Nous adressons nos sincères remerciements à tous les intervenants et toutes les personnes qui par leurs paroles, leurs écrits, leurs conseils et leurs critiques ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

Nous remercions nos très chers parents, qui ont toujours été là pour nous, ainsi que nos frères et sœurs pour leurs soutiens et encouragements.

Enfin, nous remercions nos amis qui ont toujours été là pour nous. Leur soutien inconditionnel et leurs encouragements ont été d'une grande aide. À tous ces intervenants, nous présentons nos remerciements, notre respect et notre gratitude.

# DÉDICACES

JE DÉDIE CE TRAVAIL

A MES CHERS PARENTS POUR LEUR PATIENCE, LEUR AMOUR, LEUR SOUTIEN ET LEURS  
ENCOURAGEMENTS.

MES GRANDS-MÈRES.

A MES ONCLE MATERNEL MOHAMMED ET RACHID.

A MES ONCLES PATERNEL.

A LA FAMILLE MOKRANI.

A TOUS MES AMIS(ES) SANS EXCEPTION ET À TOUTE MA PROMOTION.

ALAA

# DÉDICACES

JE DÉDIE CE TRAVAIL

À MES CHERS PARENTS POUR LEUR PATIENCE, LEUR AMOUR, LEUR SOUTIEN ET LEURS  
ENCOURAGEMENTS.

À MES ONCLE ET TANTE MATERNEL .

À MES ONCLES PATERNEL NESRE EDDINE .

À LA FAMILLE NAAS ET ZERHOUNI.

MON AMIE ILYESPOUR SON SOUTIEN ET ENCOURAGEMENT

À TOUS MES AMIS(ES) SANS EXCEPTION ET À TOUTE MA PROMOTION.

ANES

## Résumé

Afin de miniaturiser les antennes planaires (patch) ; nous avons utilisé, les techniques de miniaturisations basées sur les techniques des métras. Les métamatériaux prennent de l'ampleur ces dernières années. L'utilisation de ces matériaux offre des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement, ce qui est bénéfique pour leur intégration dans des systèmes électroniques tel que les systèmes de télécommunications en général et les systèmes de téléphonie pour le GSM en particulier.

Notre travail consiste à donner un aperçu sur les antennes planaires et le mécanisme de leurs fonctionnements à base de métamatériaux, nous allons proposer une démarche de conception d'une antenne patch déposée sur un substrat monocouche en plaçant au-dessus une cellule CSRR à base de métamatériaux travaillant en onde millimétrique. Par la suite, nous allons faire une étude de synthèse pour extraire les différents paramètres influant sur son comportement électromagnétique. L'antenne étudiée et conçues vise à être utilisée pour des applications de télécommunications et téléphoniques en GSM dans la bande de fréquence [800-1800] MHz.

**Mots clés :** Antenne planaire, patch, miniaturisation, métamatériaux, SRR, CSRR, bande millimétrique, diagramme de rayonnement, paramètres-S, 0.9GHz (900MHz), GSM, CST MWS.

## **Abstract**

In order to miniaturize the planar antennas (patch); we have used, miniaturization techniques based on metamaterials techniques. Metamaterials are gaining momentum in recent years. The use of these materials offers advantages such as the reduction of weight and size, which is beneficial for their integration in electronic systems such as telecommunications systems in general and telephone systems for GSM in particular.

Our work consists in giving an overview of planar antennas and the mechanism of their operation based on metamaterials, we will propose a design approach of a patch antenna deposited on a monolayer substrate by placing on top of it a CSRR cell based on metamaterials working in millimeter wave. Thereafter, we will make a synthesis study to extract the various parameters influencing its electromagnetic behavior. The studied and designed antenna aims to be used for telecommunication and telephone applications in 5G in the frequency band [800-1800] MHz.

**Keywords:** Planar antenna, patch, miniaturization, metamaterials, SRR, CSRR, millimetric band, radiation pattern, S-parameters, 0.9GHz (900MHz), GSM, CST MWS.

## ملخص

من أجل تصغير الهوائيات المستوية (التصحيح) ؛ لقد استخدمنا تقنيات التصغير القائمة على تقنيات المواد الخارقة. تكتسب المواد الخارقة زخمًا في السنوات الأخيرة. يوفر استخدام هذه المواد مزايا مثل تقليل الوزن والحجم ، وهو أمر مفيد لتكاملها في الأنظمة الإلكترونية مثل أنظمة الاتصالات السلكية واللاسلكية بشكل عام وأنظمة الهاتف لنظام GSM بشكل خاص.

يتمثل عملنا في تقديم نظرة عامة على الهوائيات المستوية وآلية تشغيلها استنادًا إلى المواد الخارقة ، وسوف نقترح نهج تصميم لهوائي التصحيح المودع على ركيزة أحادية الطبقة من خلال وضع فوقها خلية CSRR تعتمد على المواد الخارقة التي تعمل بالمليمتر. لوح. بعد ذلك ، سنقوم بدراسة توليفية لاستخراج العوامل المختلفة التي تؤثر على سلوكه الكهرومغناطيسي. يهدف الهوائي المدروس والمصمم إلى استخدامه في تطبيقات الاتصالات والهاتف في G5 في نطاق التردد [800-1800] MHz.

الكلمات المفتاحية: الهوائي المستوي ، التصحيح ، التصغير ، المواد الخارقة ، CSRR ، SRR ، النطاق المليمتر ، نمط الإشعاع ، معلمات S ، 0.9 جيجا هرتز (900 ميغا هرتز) ، GSM ، CST MWS.

## Table de matières

Remerciements .....	i
DEDICACES .....	ii
Résumé .....	iv
Abstract .....	v
iv..... ملخص	
Table de matières .....	vii
Liste des figures .....	x
Liste des tableaux .....	xiii
Liste des abréviations .....	xiv
<b>Introduction Générale.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I.....</b>	<b>4</b>
I.1 Généralité :.....	5
I.2.Historique :.....	8
I.3. Rappels sur les paramètres caractéristiques d'une antenne : .....	9
I.3.1. Diagramme de rayonnement, Plans E et H : .....	9
I.3.2. Polarisation :.....	9
I.3.3. Hauteur effective : .....	9
I.3.4. Puissance rayonnée et densité de puissance : .....	10
I.3.5. Résistance de rayonnement : .....	11
I.3.6. Impédance d'antenne : .....	11
I.3.7. Directivité :.....	12
I.3.8. Gain(G) : .....	12
I.3.9. L'efficacité : .....	12
I.4 Antenne patch : .....	13
I.4.1 Les avantages et inconvénient.....	14
I.4.2 Les différentes formes d'une antenne patch : .....	14
Alimentation par sonde coaxiale : .....	15
Alimentation par ligne micro ruban : .....	16

<i>Alimentation par le couplage par proximité</i> ;.....	16
I.4.4 Domaine d’application des antennes imprimées :.....	17
I.4.5 Dimensionnement d’une antenne patch rectangulaire : .....	17
I.5 Global System for Mobile communication (GSM): .....	19
I.5 .1 C’est quoi un téléphone GSM : .....	19
I.5 .2 Définition : .....	19
I.5.3 Pourquoi l’appellation GSM : .....	20
I.5.4 Réseaux cellulaire : .....	20
I.5.5 Bandes de fréquence GSM : .....	21
GSM 850 et 1900 : .....	21
GSM 900 et 1800 .....	21
I.5.6 Architecture réseau et protocole :.....	21
I.5.7 Couverture GSM dans le monde : .....	22
I.6 conclusion : .....	22
I.7 Référence .....	23
<b>Chapitre II</b> .....	<b>24</b>
II.1 Introduction .....	25
II.2 historique .....	25
II.3 Caractéristiques des metamateriaux : .....	26
II.4 propriétés des métamatériaux à main gauche : .....	27
II.5 Méta matériaux avec permittivité négative : .....	28
II.6 Méta matériaux avec perméabilité négative : .....	30
II.7 Méta matériaux avec $\epsilon$ et $\mu$ négatives : .....	31
II.8 Approche par lignes de transmission :.....	33
II.9 Domaines d’application des métamatériaux :.....	33
II.10 Méthodes d'extraction des paramètres effectifs.....	36
II.11 Calcule des paramètres effectifs par inversion des relations :.....	38
II.12 Conclusion : .....	40

II.13. Référence :	41
<b>Chapitre III</b>	<b>43</b>
III.1 Introduction	44
III.2 Présentation du logiciel Microwave studio de CST	45
III.3 Conception d'antenne patch pour GSM (2G)	45
III.3.1 Cahier de charge	45
III.3.2 Logiciel de simulation CST Studio Suite	45
III.3.3 Calcul des paramètres théoriques de l'antenne patch	46
III.4 Résultats de simulation des antennes	47
III.4.1 Conception d'une antenne patch rectangulaire sans encoche	47
<input type="checkbox"/> Interprétation des résultats	50
III.4.2 Conception d'une antenne patch rectangulaire avec encoches	50
III.5 Conception et simulation des cellules SRR et CSRR	52
III.5.1 Conception et simulation de la cellule SRR	52
III.5.1.1 Cahier de charge	53
III.5.1.2 Conception et simulation de la cellule SRR ou RAF à 2 anneaux	54
III.5.1.3 Conception et simulation de la cellule CSRR	56
III.6 Conception et simulation des antennes patch associées au cellules CSRR	57
III.6.1 Antennes patch à base de CSSR à 2 anneaux	58
III.6.1.1 Résultats de simulation avant adaptation	58
III.6.1.2 Résultats de simulation après adaptation	60
III.6.2 Structures à bases de cellules CSRR à 3 anneaux	64
III.6.2.1 Résultats de simulation avant adaptation (miniaturisation d'antenne)	64
III.6.2.2 Miniaturiser après adaptations	72
III.7 Conclusion	76
<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>78</b>

## Liste des figures

### *Chapitre I*

Figure I. 1: principe d'une liaison radioélectrique. ....	5
Figure I. 2 : l'antenne yagi-uda. ....	6
Figure I. 3: Antenne a fente. ....	6
Figure I. 4: Antenne à ouverture. ....	7
Figure I. 5: Antenne parabolique. ....	8
Figure I. 6: Rayonnement d'une antenne. ....	8
Figure I. 7: Historique des Radiocommunication. ....	8
Figure I. 8: Exemple de diagramme de rayonnement. ....	9
Figure I. 9: Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace. ....	10
Figure I. 10: Modèle électrique d'une antenne. ....	11
Figure I. 11: La directivité; rayonnements isotrope et directionnel. ....	12
Figure I. 12: Antenne patch 2,4 GHz. ....	13
Figure I. 13: Composition d'une antenne patch. ....	14
Figure I. 14: Carrée Rectangulaire Dipôle Circulaire Secteur d'anneau. ....	14
Figure I. 15: Elliptique Triangulaire Anneau Secteur de Disque. ....	15
Figure I. 16: Alimentation du patch rectangulaire avec un câble coaxiale. ....	15
Figure I. 17: Alimentation du patch rectangulaire par une ligne micro ruban. ....	16
Figure I. 18: Alimentation du patch rectangulaire par couplage. ....	16
Figure I. 19: Longueur du patch. ....	18
Figure I. 20: logo GSM. ....	19
Figure I. 21: Premier téléphone GSM français en 1992. ....	20
Figure I. 22: Structure simplifiée des réseaux GSM. ....	21

### *Chapitre II*

Figure II. 1: Schéma de la réflexion-transmission d'une onde plane lors d'un saut d'indice : réfraction normale à droite, et réfraction négative à gauche. ....	27
Figure II. 2: Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité $\epsilon$ et perméabilité $\mu$ . ....	28
Figure II. 3: Structure fils fins présentant $\epsilon$ négative/ $\mu$ positive quand $E // z$ ....	29

Figure II. 4: Structure résonateur en anneau fendu présentant positive / négative quand $H \perp z$ .....	30
Figure II. 5: Modèle du circuit équivalent du SRR. (a) configuration d'un SRR double, (b) configuration d'un simple SRR.....	31
Figure II. 6: La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les SRR pour avoir un milieu doublement négatif (méta matériaux) .....	32
Figure II. 7: Représentation vectorielle d'une onde électromagnétique plane. (a) Trièdre direct (matériaux main droite). (b) Trièdre indirect (matériaux main gauche).....	33
Figure II. 8: Prototype du métamatériau 2D, les résonateurs en cuivre sont gravés sur un substrat en fibre de verre, les rubans sont gravés sur la face opposée.....	34
Figure II. 9: Lentille classique : (a) Lentille convexe. (b) Superlentille. (c) Lentille plane. (d) Ondes évanescentes s'amplifient dans la lentille, la résolution de l'image est meilleure .....	35
Figure II. 10: Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère et se reconstruisent en aval. (a) vue 2D, (b) vue 3D .....	35
Figure II. 11: Procédure d'extraction des paramètres effectifs. ....	37
Figure II. 12: Forme générale de mesure dans un guide d'ondes à plaques parallèles : le milieu homogénéisé définit trois régions avec des coefficients de réflexion et de transmission.....	38

### *Chapitre III*

Figure III. 1 : Antenne patch microstrip sans encoche.....	47
Figure III. 2: Paramètre S patch sans encoche. ....	48
Figure III. 3: Diagramme de rayonnement de la directivité du patch sans encoche.....	48
Figure III. 4: Diagramme de rayonnement de directivité sans encoche. ....	49
Figure III. 5: Diagramme de rayonnement de gain de l'antenne patch sans encoche. ....	49
Figure III. 6: Diagramme de rayonnement du gain sans encoche. ....	49
Figure III. 7: Antenne patch microstrip avec encoches.....	50
Figure III. 8: Paramètre S du patch avec encoche à la fréquence 0.91 GHz. ....	51
Figure III. 9: Distribution du courant de la surface pour l'antenne proposée.....	51
Figure III. 10: Diagramme de rayonnement de la directivité de l'antenne patch avec encoches adaptée. ....	52
Figure III. 11: Diagramme polaire de rayonnement de la directivité. ....	52
Figure III. 12: Représentation d'une unité de cellule RAF carré (SRR). ....	53
Figure III. 13: Représentation d'une cellule SRR. ....	54
Figure III. 14: Représentation des coefficient S11 et S21. ....	55
Figure III. 15: Représentation du champ électrique E de la cellule SRR carré. ....	55

Figure III. 16: Représentation d'une cellule CSRR.....	56
Figure III. 17: Représentation des coefficients S11 et S21. ....	57
Figure III. 18 :Différentes antennes et position des cellules CSRR avant adaptation.....	59
Figure III. 19: Coefficients de réflexion des différentes antennes avant adaptation. ....	60
Figure III. 20: Différentes antennes et position des CSRR après adaptation. ....	61
Figure III. 21 : Coefficients de réflexion des différentes antennes après adaptation. ....	62
Figure III. 22: 2 CSSR avec fente sur patch et grande fente sur le plan de masse. (S11,Gain) .....	63
Figure III. 23: 4 CSRR avec fentes sur patch et 6 fentes rectangulaire sur plan de massS.(S11,Gain). 63	63
Figure III. 24: 6 CSRR avec fente sur patch et grande fente circulaire sur PM(S11,Gain).....	64
Figure III. 25: a, b, c, d, e, f, h, i, j, k Différentes antennes et position des CSRR a 3 anneaux sur patch avant adaptation.....	71
Figure III. 26: Antennes à 3 trois anneaux après adaptation. ....	75

## Liste des tableaux

### *Chapitre III*

Tableau III. 1: les paramètres de l'antenne patch.....	46
Tableau III. 2: Résultats de simulations avant adaptation.....	58
Tableau III. 3: Résultats de simulations après adaptation.....	61
Tableau III. 4: Résultats de simulations avant adaptation.....	65
Tableau III. 5: Résultats de simulations après adaptation.....	72

## Liste des abréviations

**CST:** Computer Simulation Technology

**DNG:** Double Support Negatif.

**DPS:** Double Support Positif.

**EM;** onde électromagnétique.

**ENG:** Electromagnetique.

**GHz :** Giga-hertz.

**GPS:** Global Positioning System.

**GSM:** Global system for Mobile communication.

**HF:** Haute Fréquence.

**HFSS:** logiciel Ansoft-HFSS (High Frequency Structure Simulator).

**MMIC:** Circuit Integer Monolityque Hyperfréquence.

**MNG:** Magnetique.

**MTMs:** Méta Matériaux Electromagnétiques.

**NTIC:** Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication.

**RAF:** Résonateur en Anneau Fend.

**RF:** Radio Fréquence.

**RLC:** Circuit Linéaire contenant une Résistance électrique.

**S11 :** Coefficient de réflexion.

**S21 :** Coefficient de transmission.

**SRR:** Split Ring Résonateur.

**TEM:** Transmission Electromagnetique.

**TI :** Technologies de l'Information.

**TIC:** Techniques de l'Information et de la Communication.

**TSF:** Télégraphie Sans Fil

**UHF:** Ultra-haute Fréquence.

**Wi MAX:** Worldwide Interoperability for Microwave Access.

**WIFI:** Wireless fidelity.

---

# **Introduction Générale**

---

L'émergence de nouvelles technologies continue de se répandre et de se développer. Les télécommunications sont l'une des technologies qui ont révolutionné notre mode de vie ces dernières années. En vingtième siècle, Du télégraphe à Internet, de la TSF au téléphone portable, les avancées et les percées dans ce domaine ont été spectaculaires.

À notre époque, la plupart des systèmes ont besoin de communiquer avec le monde extérieur, soit pour transmettre des informations, soit pour envoyer ou recevoir des informations. Le mode sans fil devient de plus en plus populaire, et comme les systèmes deviennent de plus en plus miniaturisés, des solutions doivent être trouvées pour rendre les antennes de plus en plus petites, des solutions doivent être trouvées pour rendre les antennes de plus en plus petites. Par exemple, les études développées en lien avec les nouveaux marchés civils et militaires sont à l'origine d'un développement important dans tous les domaines d'activité de l'électronique radiofréquence (RF) et hyperfréquence (HF).

Il n'est pas toujours possible d'intégrer une antenne verticale dans un système, donc patch micro-ondes est toujours possible.

C'est pourquoi les antennes patch ou micro-ruban deviennent une bonne alternative. Ces antennes, qui sont imprimées directement sur le circuit imprimé, ont pour principaux avantages d'être de petite taille, en petit nombre et à faible coût de fabrication.

Les métamatériaux sont un sujet de recherche prometteur dans plusieurs domaines, dont notamment l'électromagnétique, pour des applications de rayonnement (antennes). Ce sont des matériaux d'ingénierie qui se composent de petits éléments périodiques et ont des propriétés spéciales dans certaines bandes de fréquences qui diffèrent de celles des matériaux naturels. Les avantages potentiels de ces structures comprennent: la miniaturisation des antennes, l'augmentation de leur bande passante .

L'étude présentée dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'un projet de développement d'une antenne patch. Ce mémoire présente un cas concret de conception d'une antenne imprimée dans laquelle nous allons étudier, concevoir, simuler, caractériser et analyser les différents types d'antennes. Ce projet consiste en le développement d'antennes rayonnant à la fréquence de 0.9 GHz, ces antennes pourraient être utilisées dans un grand nombre d'applications. L'objectif de ce travail est de trouver une structure d'antenne patch unique qui permette de transmettre à une fréquence précise de 0.9 GHz pour les systèmes de télécommunications en général et les systèmes de téléphonie pour le GSM en particulier, d'analyser les paramètres

qui influencent son comportement, de mettre en place un modèle d'équation qui permet de calculer sa géométrie avec précision et pour trouver la solution, la concevoir et la simuler. A l'issue de ce travail, il devrait être possible de concevoir la plus petite antenne patch possible avec les fréquences de résonance souhaitées pour l'analyser et la tester.

Notre travail est divisé en 3 chapitres : Le premier chapitre est consacré aux paramètres généraux et caractéristiques de l'antenne Nous expliquerons également la notion de taille et le paramétrage de l'antenne patch imprimée. Après quelques rappels des fonctions théoriques des antennes patch, nous démontrerons les derniers développements des métamatériaux au chapitre 2. Le troisième chapitre a spécifiquement conçu une antenne plane à base de matériaux métalliques, que nous avons testés. Nous essayons de présenter les résultats de simulation à une fréquence très précise en fonction des pas de mesure : mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  : coefficient de réflexion  $S_{11}$ , caractéristiques de rayonnement, gain, directivité...

# **Chapitre I**

---

## **Généralité et paramètres caractéristiques des antennes**

---

## I.1 Généralités :

L'antenne est un appareil qui transforme les signaux électriques en ondes électromagnétiques à différentes fréquences et vice versa selon que l'antenne est utilisée pour l'émission ou la réception. Certaines antennes sont même capables de fonctionner dans les deux sens, en émission et en réception.

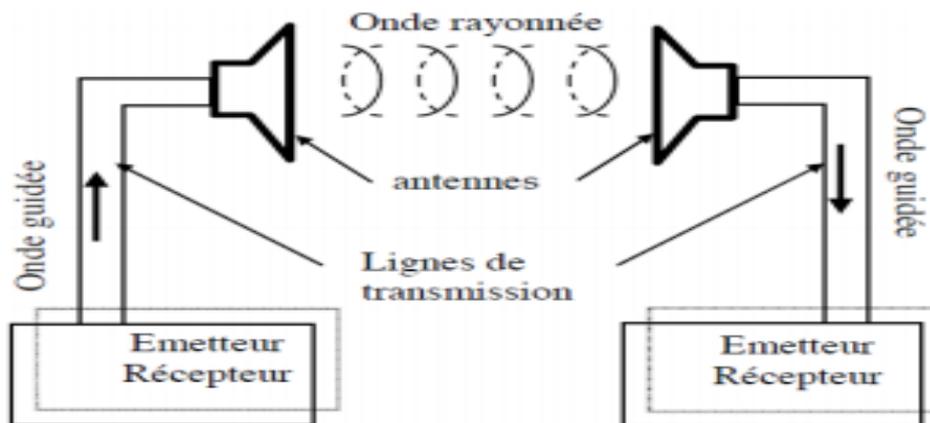


Figure I. 1: principe d'une liaison radioélectrique.

Il existe plusieurs modèles d'antenne, chacune avec des spécificités qui lui sont propres. L'élément qui marque le plus leurs différences, c'est leur forme. Les antennes peuvent être regroupées en cinq grandes familles qui sont facilement reconnaissables, pour la plupart, à leur forme:

➤ **les antennes filaires (dipôle, monopôle, Yagi...)** :

L'antenne Yagi ou antenne Yagi-Uda (du nom de ses inventeurs, Hidetsugu Yagi et Shintaro Uda) est une antenne avec des éléments parasites qui peut être utilisée de l'HF à UHF. Mécaniquement simple à réaliser, il est largement utilisé dans la télévision terrestre, les liaisons point à point et par les radioamateurs. Il a été inventé peu après la Première Guerre mondiale et utilisé pour les premiers radars. On l'appelle souvent antenne râteau car les anciens modèles ressemblaient à un râteau.

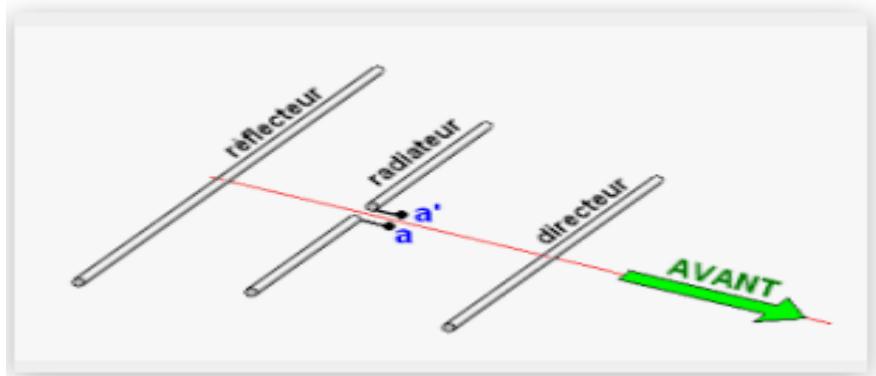


Figure I. 2 : l'antenne yagi-uda.

➤ les antennes à fentes (demi ou quart d'onde) :

L'antenne à fente se caractérise par son développement vertical ou horizontal sous la forme d'une cornière, ou guide d'ondes, avec des fentes de dimensions et d'emplacements particuliers qui sont fonctions de la fréquence

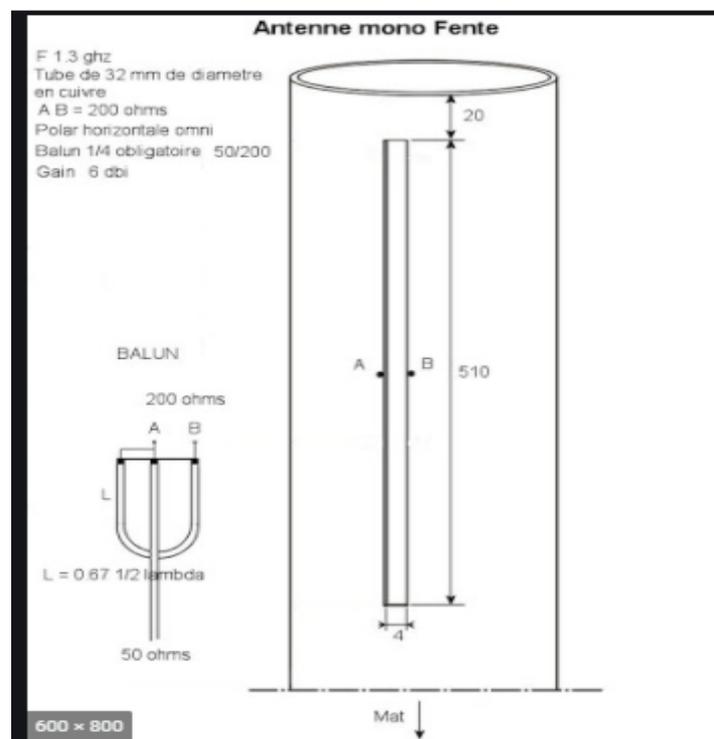
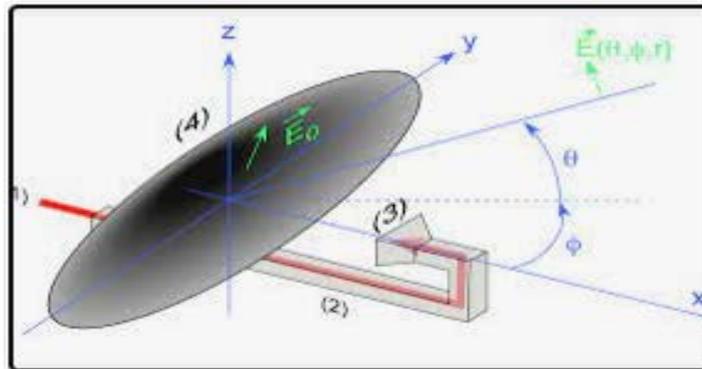


Figure I. 3: Antenne a fente.

➤ **les antennes à ouverture (cornets) :**

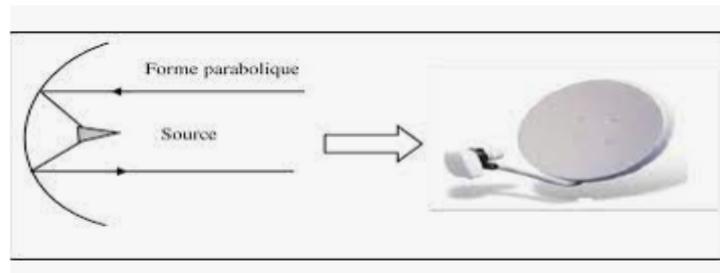
Une antenne cornet est une antenne en forme de cylindre, de cône ou de pyramide tronquée utilisée pour les liaisons directes ou comme antenne source pour éclairer un réflecteur parabolique.



**Figure I. 4: Antenne à ouverture.**

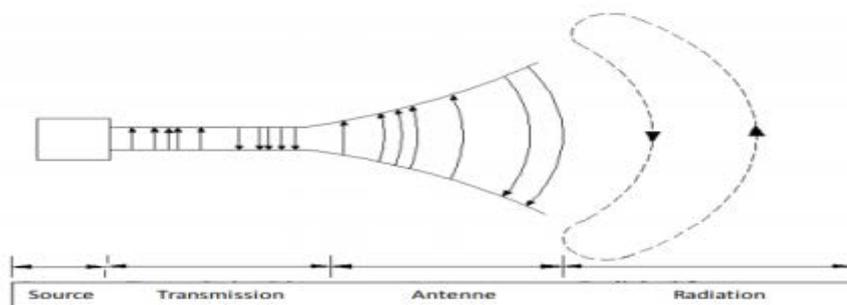
➤ **les antennes à réflecteurs (paraboles) :**

Une antenne parabolique ou antenne Cassegrain, grégorienne, communément appelée parabole par le grand public, provient du télescope Cassegrain de Laurent Cassegrain<sup>1</sup> et du télescope grégorien de James Gregory<sup>2</sup>. C'est une antenne à réflecteur parabolique, basée sur les propriétés géométriques de la courbe appelée parabole et de la surface appelée parabolicoïde de révolution. Cette antenne qualifiée d'universelle puisqu'elle fonctionne en théorie sur n'importe quelle fréquence ou longueur d'onde, n'est cependant utilisée qu'à partir de la bande L à partir de 1,1 GHz et lorsque l'on souhaite un gain d'antenne élevé. On estime que l'intérêt d'un réflecteur parabolique ne se fait sentir qu'à partir d'un diamètre supérieur à 4 fois la longueur d'onde du signal à transmettre. A quelques exceptions près, les radioamateurs utilisent ce type d'antenne surtout au-dessus de 430 MHz, avec des paraboles qui dépassent donc 3 mètres de diamètre.



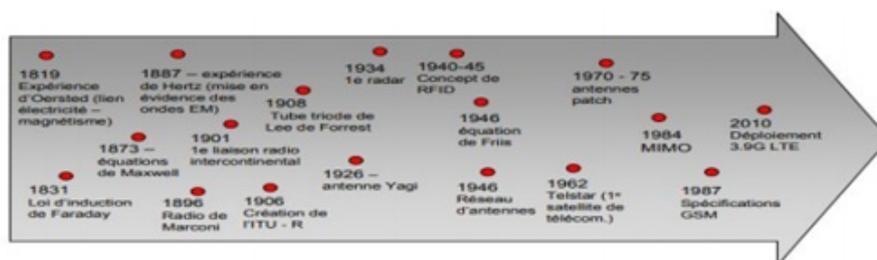
**Figure I. 5: Antenne parabolique.**

I.2.Historique :



**Figure I. 6: Rayonnement d'une antenne.**

Le développement des radiocommunications est basé sur la théorie de l'électromagnétisme. Les ondes électromagnétiques, un support pour les radiocommunications, ont été théoriquement prédites dans le cadre des équations de Maxwell et démontrées expérimentalement par Hertz. En 1889, Hertz a utilisé des antennes pour démontrer l'existence d'ondes électromagnétiques prédites par la théorie de Maxwell. Il a utilisé des antennes doublets pour la réception et la transmission. La figure (I.7) présente un historique des découvertes et des inventions liées aux radiocommunications et aux antennes[1].



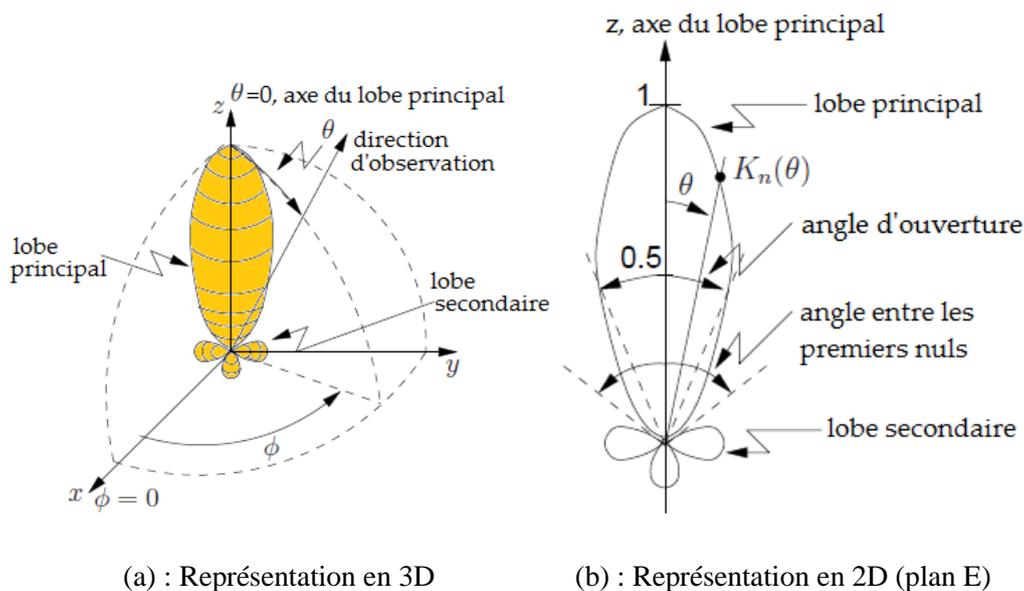
**Figure I. 7: Historique des Radiocommunication.**

### I.3. Rappels sur les paramètres caractéristiques d'une antenne :

Les définitions et les compréhensions de divers paramètres caractéristiques sont nécessaires pour décrire les performances d'une antenne. En ce qui suit, nous rappelons brièvement les paramètres principaux[2].

#### I.3.1. Diagramme de rayonnement, Plans E et H :

Un diagramme de rayonnement représenté la distribution de l'énergie en fonction de la direction (angles  $\theta$  et  $\phi$ ) du signal émis ou reçu par l'antenne.



**Figure I. 8: Exemple de diagramme de rayonnement.**

#### I.3.2. Polarisation :

Il y a trois types de polarisation:

- A. Polarisation rectiligne (horizontale ou verticale)
- B. Polarisation circulaire
- C. Polarisation elliptique

#### I.3.3. Hauteur effective :

Une antenne plongée dans un champ électromagnétique de valeur instantané,  $E$  est le siège d'une force électromotrice  $U$  qui se crée à ses bornes tel que:

$$U = E \cdot h_{\text{eff}} \quad (\text{I.1})$$

où  $h_{\text{eff}}$  a la dimension d'une longueur dite hauteur effective.

### I.3.4. Puissance rayonnée et densité de puissance :

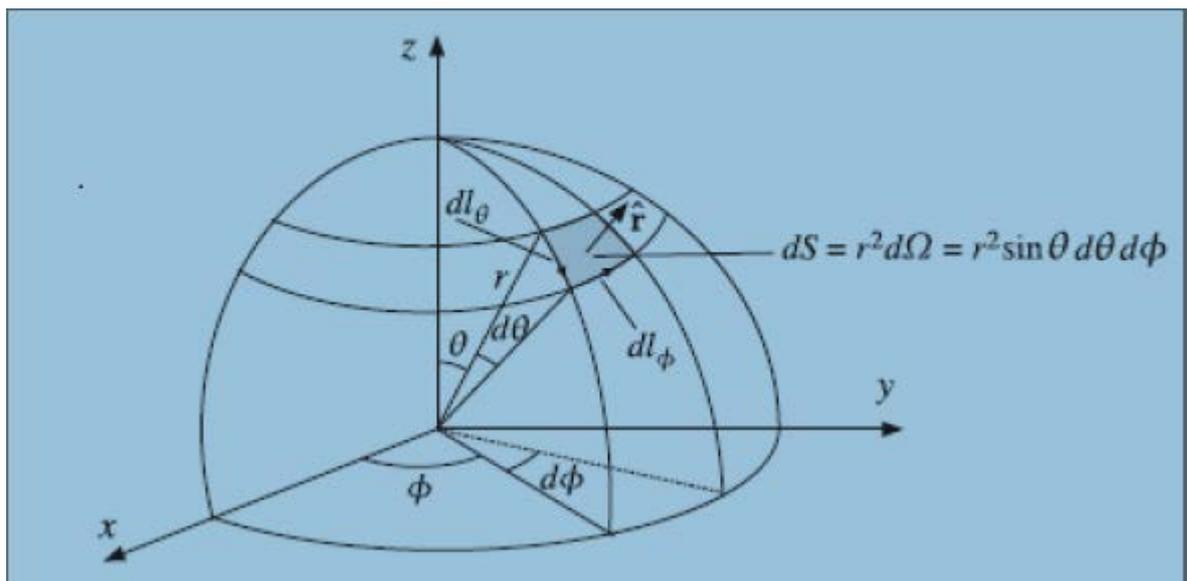
Soit  $dP$  la puissance électromagnétique traversant cet élément  $dS$ . On peut définir :

- 1) La densité de puissance par unité de surface (densité surfacique de puissance) au point M par la relation :

$$\pi_r(s) = \frac{dP}{dS} \quad [\text{w/m}^2] \quad (\text{I.2})$$

- 2) La densité de puissance par unité d'angle solide au point M par la relation :

$$\pi_r(\Omega) = \frac{dP}{d\Omega} \quad [\text{w/sr}] \quad (\text{I.3})$$



**Figure I. 9: Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace.**

L'angle solide  $d\Omega$  élémentaire d'une antenne est exprimé par :

$$d\Omega = \sin \theta d\theta d\phi \quad [\text{sr: stéradian}] \quad (\text{I.4})$$

On rappelle la définition de l'angle solide sous lequel est vue une surface ds

$$d\Omega = \frac{ds}{r^2} \quad (\text{I.5})$$

### I.3.5. Résistance de rayonnement :

Une antenne rayonne de l'énergie associée aux champs électrique et magnétique qu'elle émet, s'agissant de puissance réelle (active), elle se comporte vis-à-vis de l'émetteur qui l'alimente comme résistance appelée résistance de rayonnement de l'antenne. La puissance électrique qui lui est fournie est une puissance égale à [3]:

$$p_r = R_r I^2 \quad (\text{I.6})$$

où :  $I$  est le courant circulant le long de l'antenne.

### I.3.6. Impédance d'antenne :

Le modèle électrique équivalent à une antenne est généralement un circuit RLC série, c.à.d. un circuit passif et déphaseur de courant.

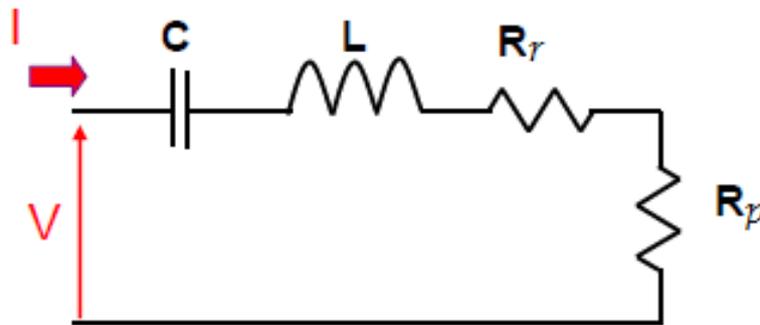


Figure I. 10: Modèle électrique d'une antenne.

L'impédance d'entrée complexe de l'antenne s'écrit sous la forme suivante :

$$Z_e(w) = R(w) + jX(w) \quad (\text{I.7})$$

Avec  $w = 2\pi f$  : la pulsation

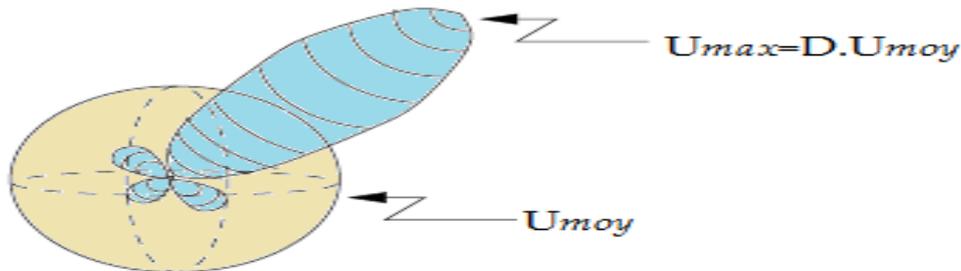
$X = L_w - \frac{1}{C_w}$  : la réactance

$R = R_r + R_p$ : la résistance de rayonnement + la résistance de perte.

### I.3.7. Directivité :

La directivité  $D(\theta, \varphi)$  d'une antenne est le rapport entre l'intensité de rayonnement  $U_{max}(\theta, \varphi)$  dans une direction donnée et l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope émettant la même puissance totale.

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_t} \quad (\text{I.7})$$



**Figure I. 11: La directivité; rayonnements isotrope et directionnel.**

### I.3.8. Gain(G) :

Est le résultat de la directivité sur les pertes. Le Gain  $G(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \varphi)$  est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée  $U(\theta, \varphi)$  sur la puissance que rayonnerait une antenne. Dans le cas d'une antenne isotrope sans pertes :

$$G(\theta, \varphi) = \eta * D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_t} \quad \text{Et :} \quad \eta = \frac{P_t}{P_A}$$

### I.3.9. L'efficacité :

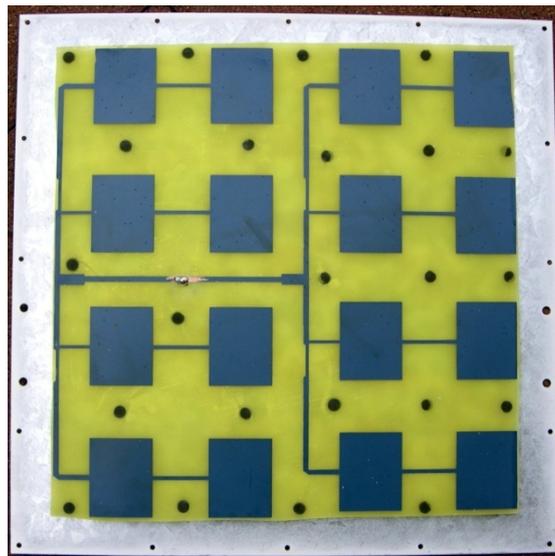
L'efficacité de rayonnement de l'antenne est déterminée par la relation en fonction du gain et de la directivité.

$$\eta_{\text{ray}} = \frac{\text{Gain}}{\text{Directivité}} \quad (\text{I.9})$$

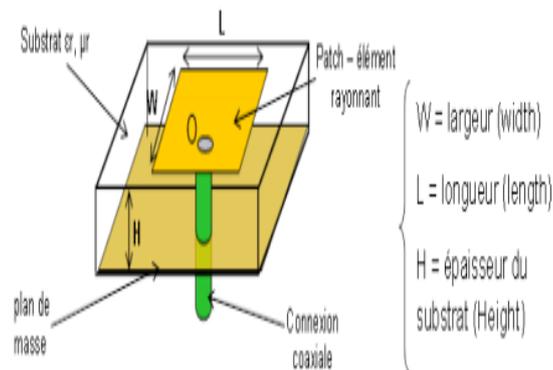
## GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMES

### **I.4 Antenne patch :**

Une antenne planaire ou patch (en anglais) est une antenne planaire dont l'élément rayonnant est généralement une surface conductrice carrée, séparée de la surface réfléchissante conductrice par une plaque diélectrique. Sa réalisation s'apparente au circuit imprimé double face et substrat, il est donc propice à la production industrielle. Le concept d'antennes patch est apparu pour la première fois dans les années 1950, mais le véritable développement n'a eu lieu que dans les années 1970. Il peut être utilisé seul ou en réseau. De même, il s'intègre au plus près du circuit électronique, occupe un volume plus réduit et s'adapte à différents types de surfaces. C'est le modèle le plus couramment utilisé pour la conception de systèmes GSM, GPS, WiFi et WiMAX



**Figure I. 12: structure d'un réseaux.**



**Figure I. 13: Composition d'une antenne patch.**

#### I.4.1 Les avantages et inconvénient

- faible poids.
  - faible volume et épaisseur réduite.
  - faible coût de fabrication.
  - compatibilité avec des circuits intégrés (antennes actives).
- Ces antennes présentent malheureusement également des désavantages :
- largeur de bande étroite.
  - faible gain.

#### I.4.2 Les différentes formes d'une antenne patch :

Antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle. 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. 14: Carrée Rectangulaire Dipôle Circulaire Secteur d'anneau.**



Figure I. 15: Elliptique Triangulaire Anneau Secteur de Disque.

### I.4.3 Les technique d'alimentation:

#### Alimentation par sonde coaxiale :

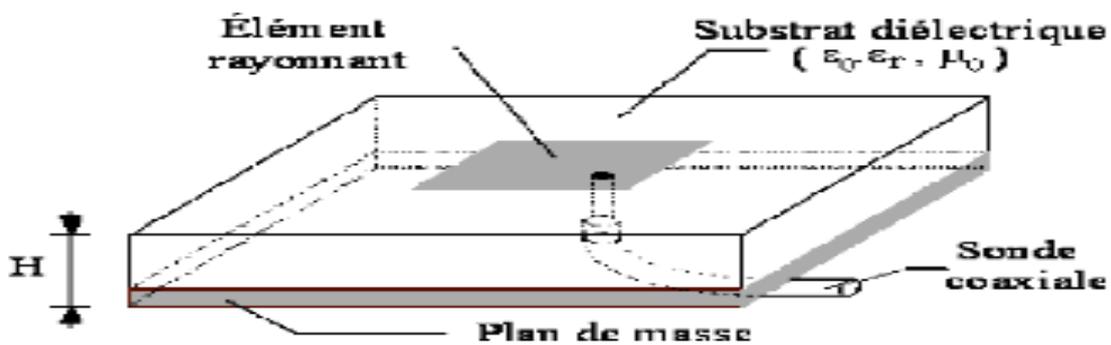
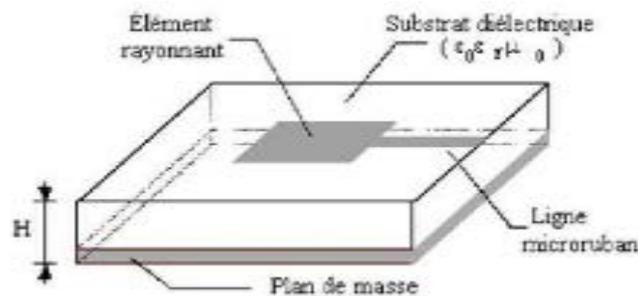


Figure I. 16: Alimentation du patch rectangulaire avec un câble coaxiale.

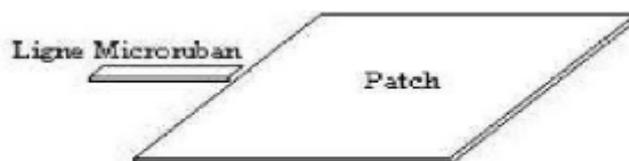
L'alimentation est facile à mettre en œuvre et à adapter. Mais il offre une bande passante étroite Parmi ces caractéristiques :

- Pas de pertes par rayonnement de ligne
- Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde
- Technique de perçage simple

***Alimentation par ligne micro ruban :***

**Figure I. 17: Alimentation du patch rectangulaire par une ligne micro ruban.**

Dans ce cas d'alimentation, on relie une ligne microstrip au patch. Cette ligne lui amène de l'énergie. Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite.

**Alimentation par le couplage par proximité ;**

**Figure I. 18: Alimentation du patch rectangulaire par couplage.**

Ce type d'alimentation offre la meilleure bande passante, il est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite faible. La distance entre la ligne d'alimentation et le patch peut être utilisée pour adapter l'impédance de l'antenne. Le principal inconvénient de ce type d'alimentation est qu'il est difficile à mettre en œuvre.

#### I.4.4 Domaine d'application des antennes imprimées :

Les domaines d'applications des antennes imprimées sont de plus en plus variés, les principales applications sont : la téléphonie mobile, les radars, les télécommunications spatiales, la télémétrie des missiles et la télésurveillance, le guidage des missiles et télédétection.

#### I.4.5 Dimensionnement d'une antenne patch rectangulaire :

La procédure de conception d'une antenne patch rectangulaire . Celle-ci peut être utilisée pour un premier dimensionnement. L'optimisation peut être faite ensuite à l'aide d'un simulateur électromagnétique. Les données d'entrée sont : le substrat (permittivité électrique, tangente de pertes, épaisseur), la fréquence de fonctionnement. L'épaisseur du substrat doit être telle qu'elle satisfasse à l'équation :

$$\square \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r-1}} \quad (\text{I.10})$$

On considère un plan de masse parfait et infini.

- **Calcul de la largeur du patch :**

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}} \quad (\text{I.11})$$

avec  $\lambda_0 = \frac{c}{F_{\text{res}}}$

- **Calcul de la longueur d'onde effective  $\lambda_e$  et de la constante diélectrique effective  $\epsilon_e$  :**

$$\lambda_e = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}} \quad (\text{I.12})$$

et

$$\epsilon_e = \left(\frac{\epsilon_e+1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_e-1}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{h}{w}}}, \quad \frac{W}{h} \geq 1 \quad (\text{I.13})$$

- Calcul de l'extension de longueur du patch  $\Delta L$  :

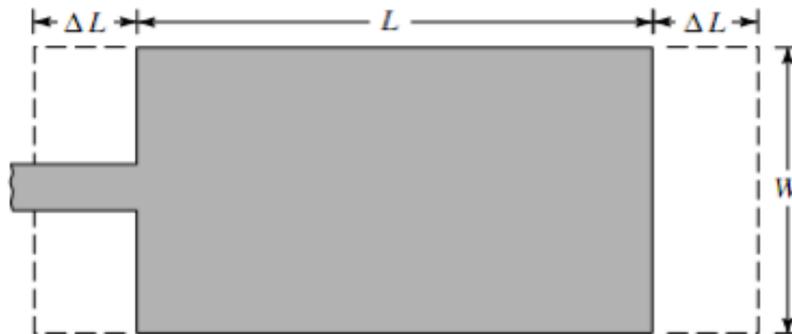


Figure I. 19: Longueur du patch.

$$\Delta L = 0.412 \times h \times \frac{(\epsilon_e + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_e - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{I.14})$$

En pratique, on trouve

$$0.005 \frac{\lambda_e}{2} \leq \Delta L \leq 0.01 \frac{\lambda_e}{2} \quad (\text{I.15})$$

- Calcul de la longueur du patch  $L$  :

$$L = L_e - 2\Delta L = \frac{\lambda_e}{2} - 2\Delta L \quad (\text{I.16})$$

- Calcul de la longueur d'alimentation  $LL$  :

$$LL = \frac{\lambda_e}{2} = \frac{c}{2fr} \quad (\text{I.17})$$

- Calcul de la longueur de substrat  $Lg$ :

$$Lg = L + 6h + LL \quad (\text{I.18})$$

- Calcul de la largeur du substrat  $Wg$ :

$$Wg = W + 6h \quad (\text{I.19})$$

## I.5 Global System for Mobile communication (GSM):

### I.5.1 C'est quoi un téléphone GSM :

C'est tout simplement votre numéro de téléphone mobile. Le terme GSM est utilisé dans d'autres pays et même en France.

### I.5.2 Définition :

GSM, sigle composé des trois lettres G, S et M, peut faire référence à :

Global System for Mobile Communications, une norme de seconde génération pour la téléphonie mobile .

GSM, un terme utilisé pour désigner un téléphone mobile dans certains pays .

GSM, un format de données et un nom d'extension du nom des fichiers son pour l'encodage de la parole .

GSM, un nom d'extension et un format de fichier CAD propriétaire (Graph soft) pour l'architecture.



Figure I. 20: logo GSM.

La norme GSM a ensuite été étendue pour prendre en charge de plus hauts débits et le transport de données en mode « paquet » par les extensions GPRS puis EDGE . Ces deux modes peuvent cohabiter avec le mode « voix commutée » du GSM et utilisent les mêmes antennes et les mêmes bandes de fréquence.



**Figure I. 21: Premier téléphone GSM français en 1992**

### I.5.3 Pourquoi l'appellation GSM :

On dit téléphone portable ou Smartphone. Global System for Mobile Communications (GSM) est une norme numérique de deuxième génération (2G) pour la téléphonie mobile. ... Tel qu'il a été conçu, le réseau GSM est idéal pour les communications de type « voix » (téléphonie).

### I.5.4 Réseaux cellulaire :

Le concept de réseau cellulaire tient son origine des réseaux de première génération mis en service au début des années 1980. Plusieurs pays développent à leur tour des réseaux exploitant leurs propres systèmes dits analogiques (les conversations sont transmises en clair), fonctionnant sur des bandes de fréquences souvent différentes d'un État à un autre. Les réseaux sont organisés au mieux, selon des zones (des cellules) de tailles variables correspondant grosso modo à des cercles de 30 à 50 kilomètres de rayon, Selon la topographie, il est possible que certaines cellules couvrent une même portion de territoire. Quand un abonné au service met en marche son terminal, celui-ci effectue automatiquement par balayage radio, la recherche d'une station de base (BTS). Si plusieurs stations de base sont trouvées, la connexion au réseau du terminal embarqué se fait avec la station proposant la meilleure qualité de signaux nécessaires à la communication. Chaque station de base dispose d'un certain nombre de canaux différents bidirectionnels (ou full duplex) affectés de manière dynamique aux terminaux inscrits. Si en cours de communication le terminal vient à quitter la cellule en perdant la liaison avec la station à laquelle il est relié, la conversation est peu à peu dégradée, voire subitement interrompue, même s'il vient à se trouver dans une autre cellule du même réseau où le terminal cherche immédiatement à se réinscrire. Cet inconvénient oblige souvent les utilisateurs à arrêter leur véhicule pour garder ou retrouver une bonne qualité de

communication. Longtemps inconnue, la technique du transfert intercellulaire (possibilité de maintenir une communication sans limite d'espace à l'intérieur des frontières nationales) reste à définir et à développer. la transmission numérique (cryptée) et non plus analogique, le chiffrement des informations et le multiplexage temporel des canaux radios sont utilisés. En 1991, une première communication expérimentale est faite par le groupe GSM. Le sigle GSM change également de signification pour devenir Global System for Mobile communications. Les spécifications techniques sont ensuite complétées pour pouvoir fonctionner dans la bande des 1 800 MHz.

### I.5.5 Bandes de fréquence GSM :

#### GSM 850 et 1900 :

Ils sont présents aux États-Unis et au Canada. Certains pays n'utilisent que la norme GSM 850 (Équateur, Panama...). Le GSM 1900 est également appelé PCS 1900

#### GSM 900 et 1800

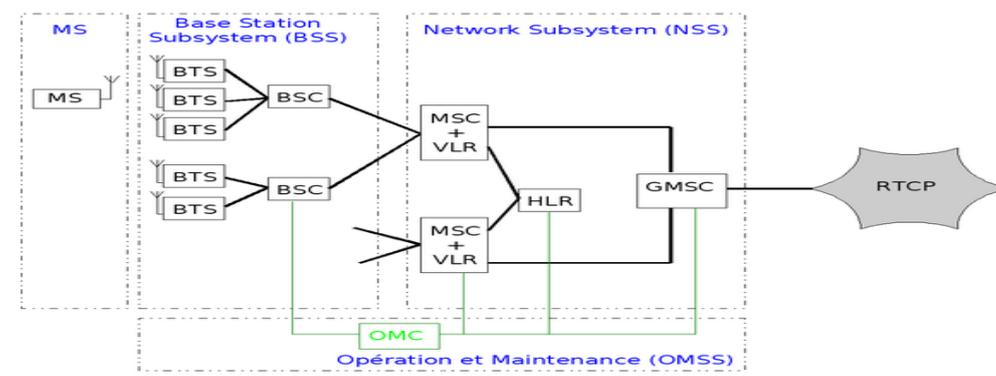
Le GSM 900 utilise la bande 880-915 MHz pour l'envoi de la voix ou des données depuis le mobile et la bande 925-960 MHz pour la réception des informations venant du réseau.

Le GSM 1800 utilise la bande 1 710 MHz-1 785 MHz pour l'envoi des données depuis le terminal mobile (upload) et la bande 1 805 MHz-1 880 MHz pour la réception des informations (download).

Les appareils qui fonctionnent tant en 900 qu'en 1800 sont appelés GSM dual band ou simplement dual band.

Le GSM 1800 est également appelé DCS 1800 (Digital Communication System).

### I.5.6 Architecture réseau et protocole :



**Figure I. 22: Structure simplifiée des réseaux GSM.**

Le réseau spécifique pour le GSM s'appelle PLMN, chaque opérateur ayant le sien propre. Il est relié au Réseau Téléphonique Commuté Public (RTCP), mais aussi directement aux autres réseaux de téléphonie mobile (UMTS, LTE) et à ceux des autres opérateurs [4].

### **I.5.7 Couverture GSM dans le monde :**

Les réseaux GSM sont implantés sur une large portion de la surface terrestre ; une condition nécessaire de connexion à un réseau est la disponibilité de stations de base (« cellules radio ») à proximité de l'emplacement du téléphone mobile (la charge de la batterie du téléphone influence également la portée de réception). Ainsi, les zones faiblement peuplées (haute montagne, larges campagnes, déserts), les hautes altitudes (en avion par exemple), les cavités terrestres (grottes, tunnels) et la mer (au-dessus comme en dessous de la surface) sont souvent dépourvues d'accès réseau GSM.

Les réseaux GSM (Global System for Mobile Communications) couvrent 219 pays ou territoires en 2014.

En Algérie, il y a trois opérateurs :

- Mobilise, le plus ancien des trois. Filiale de l'opérateur historique Algérie Télécom (10 millions d'abonnés), en 2010.
- Djezzy, détenu par l'égyptien Orascom Telecom Holding (15 millions d'abonnés) en février 2011.
- Ooredoo Algérie, détenu par le groupe Ooredoo (10 millions d'abonnés) en 2014.

### **I.6 conclusion :**

Ce chapitre nous a permis de faire un tour d'horizon sur les antennes .En pratique, il existe plusieurs réglages d'antenne couramment utilisés, notamment y compris la bande de fréquence, le diagramme de rayonnement, la directivité, le gain, l'impédance d'entrée.exc...

On a concentré sur la présentation des antennes imprimées également appelées antennes micro ruban. Ces antennes sont des candidats idéaux pour les applications de télécommunications actuelles en raison de leur profil bas, malgré leurs limites et leurs

inconvenients. Le protocole de communication pour la téléphonie mobile, GSM, est encore très utilisé à travers le monde. Malheureusement c'est un système vieillissant, reposant sur des algorithmes de chiffrements obsolètes qui ne permettent pas de garantir aux abonnés une parfaite confidentialité de leurs communications alors dans ce chapitre en a travaille avec une fréquence 900HZ pour faire une bonne adaptation et un bon résultat.

## **I.7 Référence**

- [1] P. F. Combes, « Micro-ondes tome II – Circuits passifs, propagation, antennes »,Dunod, 1997, 2-10-002753-0
- [2] Z. N. Chen, K. M. Luk, « Antennas for Base Stations in Wireless Communications », MacGraw Hill, 2009, 978-0-07-161289-0
- [3] Balanis (2005)
- [4] EFORT <http://www.efort.com>

## **Chapitre II**

---

# **ETAT D'ART DES METAMATERIAUX**

---

## II.1 Introduction

En physique, en électromagnétisme, le terme méta matériau désigne un matériau composite artificiel qui présente des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans un matériau naturel.

Il s'agit en général de structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme un matériau homogène n'existant pas à l'état naturel. Il existe plusieurs types de méta matériaux en électromagnétisme, les plus connus étant ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Mais il en existe d'autres : milieux d'impédance infinie, milieu à permittivité relative inférieure à 1, etc. En réalité les méta matériaux sont très anciens, puisqu'on peut considérer par exemple les verres colorés utilisés dans les vitraux des cathédrales comme des méta matériaux optiques. De même on peut considérer les cristaux photoniques comme des méta matériaux.

## II.2 historique

La première spéculation sur l'existence de matériaux à indice de réfraction négatif et la prédiction de leurs propriétés fondamentales a été démontrée par le physicien russe Victor Vaselego en 1967[1]. Cependant, la première vérification expérimentale de l'existence de l'indice négatif a eu lieu au bout de trois décennies plus tard. en 1996[3] Pendry a proposé des fils métalliques minces qui présentent une perméabilité négative aux fréquences micro-ondes. Trois ans plus tard, le même chercheur Pendry a introduit une nouvelle structure appelée Split Ring Résonateur (SRR)[2], qui fournit une perméabilité négative[2]. En combinant les deux structures proposées par Pendry, l'indice de réfraction négatif a été vérifié par Smith et Schultze, où il est considéré comme la première vérification expérimentale.[5]

### ➤ Voici un résumé de l'historique des méta-matériaux :

- 1996 : Pendry montre théoriquement qu'il est possible d'obtenir des perméabilité négatives ( $\mu < 0$ ).
- 1999 : Pendry montre qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ( $\mu < 0$ ) partir d'un élément artificiel connu sous le nom de Résonateur en Anneau Fend (RAF) dans une bande de fréquence étroite autour de sa fréquence de résonance.

- 2000: Smith montre théoriquement la faisabilité d'un méta matériau qui se compose d'un RAF couplé à un réseau de fils conducteurs verticaux.
- 2001: Validation expérimentale de la réfraction négative par Smith.
- 2002: Concept de lentille parfaite de Pendry.
- 2005: Approche ligne de transmission par Caloz et Itoh.
- 2006: Application méta matériaux : antenne, coupleur,...

### II.3 Caractéristiques des metamateriaux :

- Leur indice de réfraction est négatif .
- Leur permittivité  $\epsilon_r$  et leur perméabilité  $\mu$  sont négatives .
- $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  sont la permittivité et la perméabilité relatives liée à la permittivité et la perméabilité de l'espace libre respectivement par :  $\epsilon_0 = \frac{\epsilon}{\epsilon_r}$  .
- Lors de la propagation d'une onde plane dans un méta matériau, le trièdre formé par les vecteurs (k,E,H) est inversé .
- Les vitesses de phase et de groupe sont opposées (alors qu'elles sont de même sens dans un milieu classique) .
- Contrairement aux milieux classiques, ils amplifient les ondes évanescentes .
- L'effet Doppler est inversé .
- L'effet Tcherenkov est inversé .
- Il existe des ondes de surface, appelées « plasmons » pour les deux polarisations, qui peuvent être propagatives ou rétro-propagatives .
- Il existe des modes guidés rétro-propagatifs et des modes à fuite rétro-propagatifs.

## II.4 propriétés des métamatériaux à main gauche :

Les méta-matériaux électromagnétiques (MTMs) ont des propriétés inhabituelles qui ne sont pas disponibles dans la nature. Une structure efficacement homogène est une structure dont la taille moyenne des cellules P structurales est beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$ . Par conséquent, cette taille moyenne de cellule doit être au moins inférieure à un quart de la longueur d'onde :  $p < \frac{\lambda_g}{4}$

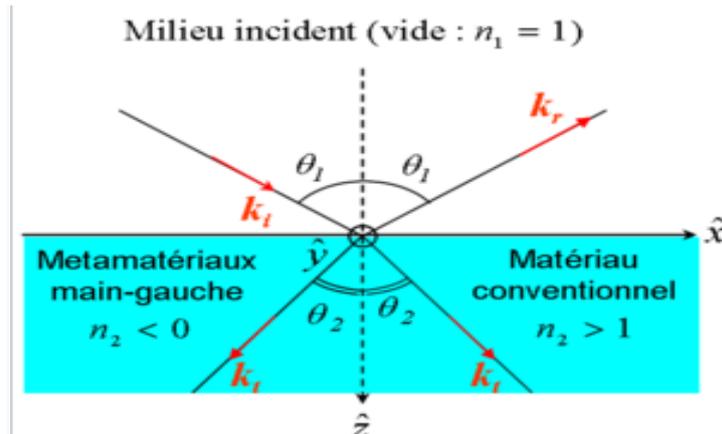


Figure II. 1:Schéma de la réflexion-transmission d'une onde plane lors d'un saut d'indice : réfraction normale à droite, et réfraction négative à gauche.

### ➤ Paramètres constitutifs (permittivité, perméabilité) :

Classification des matériaux selon le signe de leur permittivité  $\epsilon$  et perméabilité  $\mu$ , sont lié à l'indice de réfraction par la relation suivante:

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\mu_r} \quad (\text{II.1})$$

Grâce à l'indice de réfraction, nous pouvons donner une classification, basée sur différents signes de permittivité  $\epsilon$  et de perméabilité  $\mu$ . Ils sont quatre combinaisons possibles de couple  $(\epsilon, \mu)$ : (+, +), (+, -), (-, +), (-, -), elles sont illustrées dans le diagramme  $(\epsilon, \mu)$ .

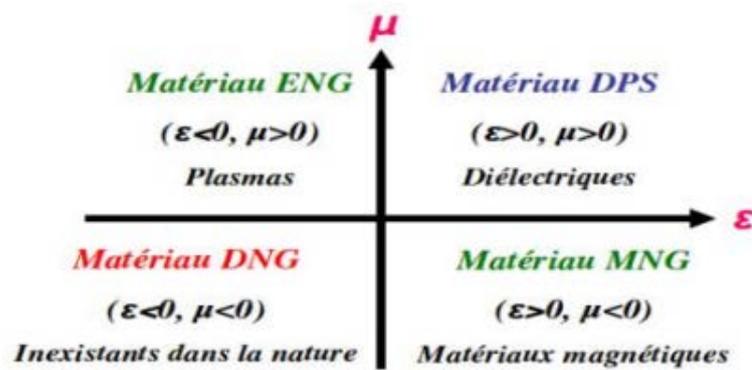
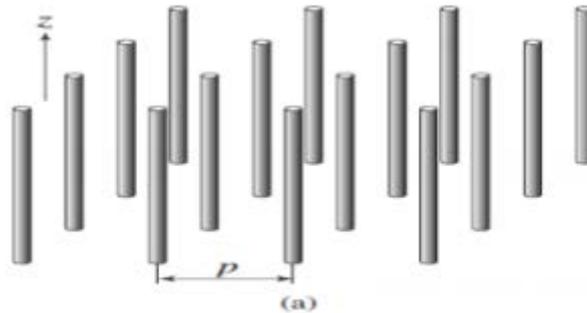


Figure II. 2: Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et perméabilité  $\mu$ .

En effet la zone (+, +) où les supports sont double support positif (DPS) correspond aux matériaux classiques dits droits, tels que les diélectriques. Les cercles avec une permittivité [ENG, (-, +)] ou une perméabilité [MNG, (+, -)] sont également connues dans électromagnétisme. Le modèle Drude-Lorentz qui s'applique à la plupart des matériaux prédit des régions inférieures à la fréquence du plasma où la permittivité est négative. Les trois classes de matériaux (DPS, ENG et MMG) peuvent être trouvées dans la nature, d'autre part Les doubles supports négatifs DNG (-, -) n'existent pas dans la nature mais physiquement réalisable.

### II.5 Méta matériaux avec permittivité négative :

Pour avoir une permittivité négative dans le domaine des micro-ondes, J. Pendry a proposé pour abaisser la fréquence électrique du plasma [6]. La structure à permittivité négative ( $\epsilon < 0$ ) décrit par Pendry se compose de fils métalliques parallèles infiniment minces figure(II.3)



**Figure II. 3: Structure fils fins présentant  $\epsilon$  négative/ $\mu$  positive quand  $E \parallel z$**

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

Notez cependant que les matériaux artificiels se comportant comme des médias efficace et possédant une permittivité négative ont été fabriqués. L'avantage de ces matériaux artificiels est que les pertes résistives peuvent être contrôlées. Ce type de matériau est mieux connu sous le nom de plasma artificiel. La permittivité est donnée en fonction de la fréquence plasma  $\omega_{pe}$  et de la fréquence d'excitation  $\omega$ .

$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2} \quad (\text{II.2})$$

Où la fréquence de plasma est donnée par :

$$\omega_{pe} = \frac{\rho e^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

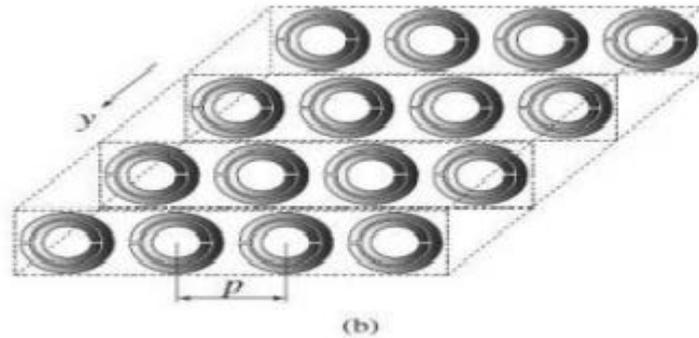
$\rho$ : La densité d'électron.

$e$ : La charge de l'électron

$m_{eff}$ : La masse effective de l'électron.

## II.6 Méta matériaux avec perméabilité négative :

La structure avec perméabilité négative ( $\mu < 0$ ) décrite par Pendry [7] est constituée d'un arrangement de résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonator''SRR'') Figure( II.4)



**Figure II. 4: Structure résonateur en anneau fendu présentant positive / négative quand  $H \perp z$**

Cette structure a une taille de cellule  $p$  inférieure à la longueur d'onde guidée  $\zeta \cdot \lambda_g$  ( $p \ll \lambda_g$ ). Si l'excitation du champ magnétique  $H$  est perpendiculaire au plan des anneaux ( $H \parallel y$ ), de manière à induire des courants dans la boucle de résonance et générer des moments dipôles magnétiques équivalents, la perméabilité est donnée par la formule suivante :

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 + \omega_{om}^2 + j\omega\zeta} \quad (\text{II.4})$$

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 + \omega_{om}^2)}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} + j \frac{F\omega^2}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\zeta)^2} \quad (\text{II.5})$$

Où :  $F = \pi(a/\rho)^2$

$a$  : est le rayon des petits anneaux.

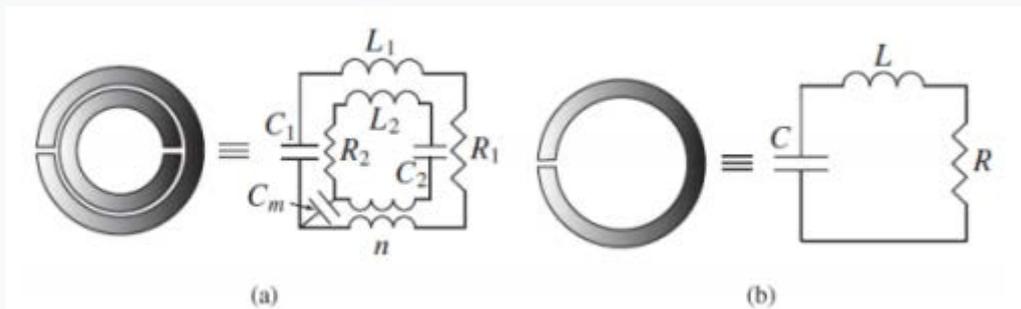
$\omega_{om}$  : est la pulsation de résonance magnétique ajustable dans la gamme des GHz.

$\zeta$ : est le facteur d'atténuation du aux pertes du métal. Dans le cas sans perte ( $\zeta \neq 0$ ), la perméabilité est négative lorsque :

$$\omega_{om} < \omega < \frac{\omega_{om}}{\sqrt{1-F}} \quad \text{tel que : } \omega_{pm} = \frac{\omega_{pm}}{\sqrt{1-F}} \quad (\text{II.6})$$

Où :  $\omega_{pm}$ : est la pulsation magnétique de plasma.

Le circuit équivalent d'un résonateur à anneau fendu est donné par la figure suivante (II.5).



**Figure II. 5: Modèle du circuit équivalent du SRR.**  
**(a) configuration d'un SRR double, (b)**  
**configuration d'un simple SRR**

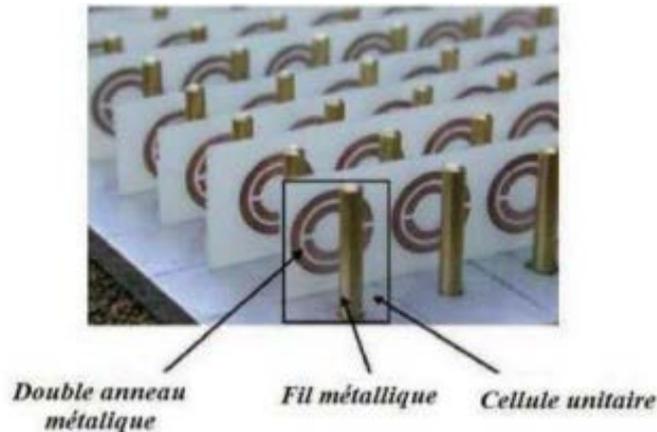
Dans la configuration à double anneau, le couplage capacitif et le couplage inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage  $c_m$  et par un transformateur (rapport de transformation  $n$ ), respectivement. Dans la configuration en anneau seul, le modèle de circuit est plus simple avec une fréquence de résonance:

$$\omega_0 = 1\sqrt{LC} \quad (\text{II.7})$$

## II.7 Méta matériaux avec $\epsilon$ et $\mu$ négatives :

La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été présentée par D. Smith en 2000 [8], [9], [10]. S'inspirant des travaux de J. Pendry, il superposé un réseau de fils et un réseau de SRR [6]. Il a ainsi observé une transmission travers ce milieu dans la bande de fréquences dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont dans la Figure (II.6) Modèle du circuit équivalent du SRR. (a) configurer un SRR double, (b) configurer un seul SRR. négatif. Cette expérience a démontré pour la première fois la théorie des médias de la main gauche introduit par Veselago, qui prédit une propagation des ondes électromagnétiques vers par un médium doublement négatif. La combinaison de ces deux structures en fil métallique et résonateur à anneau brisé en une seule structure figure (II.6)

constitue un méta matériau possédant une permittivité et une perméabilité négative, cette association a été faite par Smith et al. [8]. Cette figure montre le prototype expérimental du méta matériau gauche



**Figure II. 6: La structure proposée par D. Smith qui combine les fils minces et les SRR pour avoir un milieu doublement négatif (méta matériaux)**

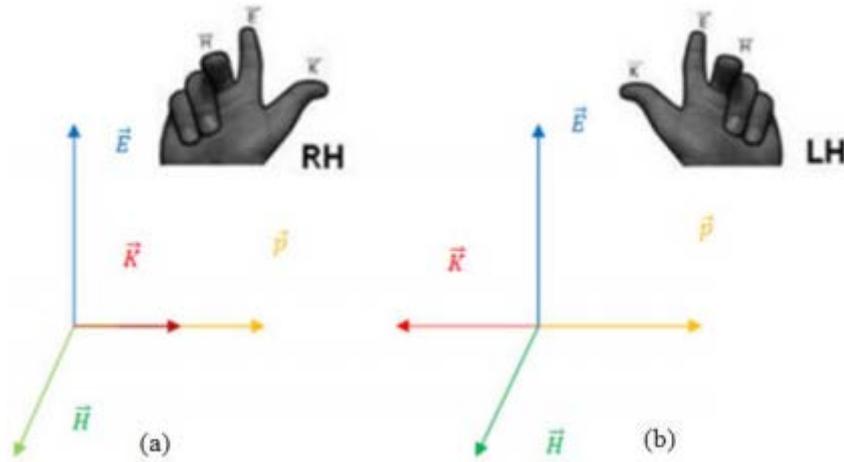
➤ **Il existe deux types de métamatériaux présentant une réfraction négative :**

- La première type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés anisotropes des cristaux photoniques.

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

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

Dans le cas où  $\epsilon$  et  $\mu$  sont simultanément négatifs. Les vecteurs  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{k}$  forment un trièdre indirect ou main gauche (Figure II.7). C'est l'hypothèse théorique qui a été introduite pour la première fois en 1964 par Veselago. Le chercheur russe a exposé plusieurs propriétés physique d'un tel matériau qui n'existe pas dans la nature, d'où le nom de méta-matériau



**Figure II. 7: Représentation vectorielle d'une onde électromagnétique plane. (a) Trièdre direct (matériaux main droite). (b) Trièdre indirect (matériaux main gauche)**

## II.8 Approche par lignes de transmission :

En 2002, les deux groupes de recherche de C. Caloz, T. Itoh [11] [12] et G. Eleftheriades [13] [14] [15] a introduit une nouvelle approche basée sur les lignes de transmission. Cette approche permet d'exploiter pleinement les propriétés des méta matériaux dans le domaine des micro onde. Cette approche trouve ses origines dans la théorie des lignes de transmission.

En effet, une ligne de propagation classique en mode TEM peut être modélisée par un réseau de cellules unitaires identiques en cascade. La longueur de la cellule unitaire est petite devant la longueur d'onde.

## II.9 Domaines d'application des métamatériaux :

### ➤ Propagation en espace libre :

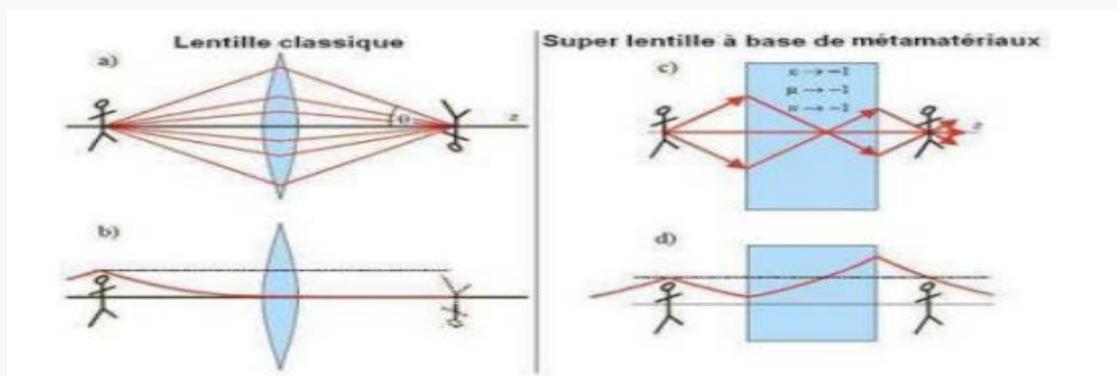
La structure du méta matériau proposé par Smith était un réseau unidimensionnel avec une permittivité et une perméabilité négatives. En 2001, R.A Shelby [16] a proposé une version bidimensionnelle de ce médium Figure (II.8). La structure est basée sur des SRR en cuivre carrés, imprimés sur une face d'un substrat en fibre de verre, de minces rubans de cuivre ont été gravés sur la face opposée. Les cellules ont été assemblées pour avoir une structure

périodique en deux dimensions. Un prisme a été réalisé à partir de ces cellules, la propagation d'une onde électromagnétique à travers ce prisme produit un rayon réfracté à un angle négatif qui met en évidence la réfraction négative de cette structure [17] [18].



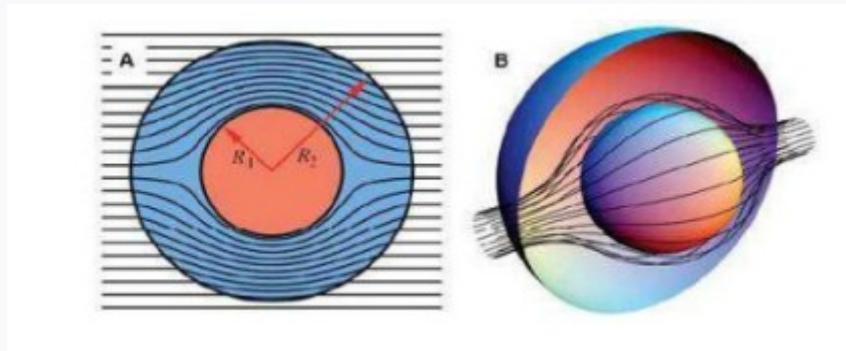
**Figure II. 8: Prototype du métamatériau 2D, les résonateurs en cuivre sont gravés sur un substrat en fibre de verre, les rubans sont gravés sur la face opposée**

Dans le même sens, la réfraction négative donne la possibilité de focaliser une onde à l'aide d'une lentille plane. En effet, les méta matériaux font focaliser les ondes électromagnétiques sur un point au lieu de les dévier vers l'extérieur, ils font subir à la lumière une diffraction inverse, ils permettent la «super-résolution»: ces lentilles plates gauches sont capables de focaliser des ondes évanescentes, qui portent des détails plus petits que le longeurs d'onde d'un objet, d'où le terme «lentilles parfaites» ou «super lentilles» Figure (II.9) [19].



**Figure II. 9: Lentille classique : (a) Lentille convexe. (b) Superlentille. (c) Lentille plane. (d) Ondes évanescentes s'amplifient dans la lentille, la résolution de l'image est meilleure**

Autre application qui est le manteau d'invisibilité ou "Cloaking" [20], cette structure vise à rendre un objet invisible en l'entourant d'un réseau de méta matériaux qui va dévier la lumière et permettre la reconstruction des fronts d'onde. en aval de cet objet (figure (II.10)).



**Figure II. 10: Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère et se reconstruisent en aval. (a) vue 2D, (b) vue 3D**

#### ➤ Techniques de l'information et de la communication (TIC)

De nouveaux produits hybrides font leur apparition qui combine à la fois informatique et télécommunications, comme la génération et la distribution de sons et d'images, la reconnaissance vocale du langage parlé ou écrit en relation avec le téléphone mobile. Le concept de "Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication" (NTIC).

Le secteur des TIC est la somme de trois secteurs: le secteur des TI, le secteur électronique et le secteur, le secteur électronique et le secteur des télécommunications.

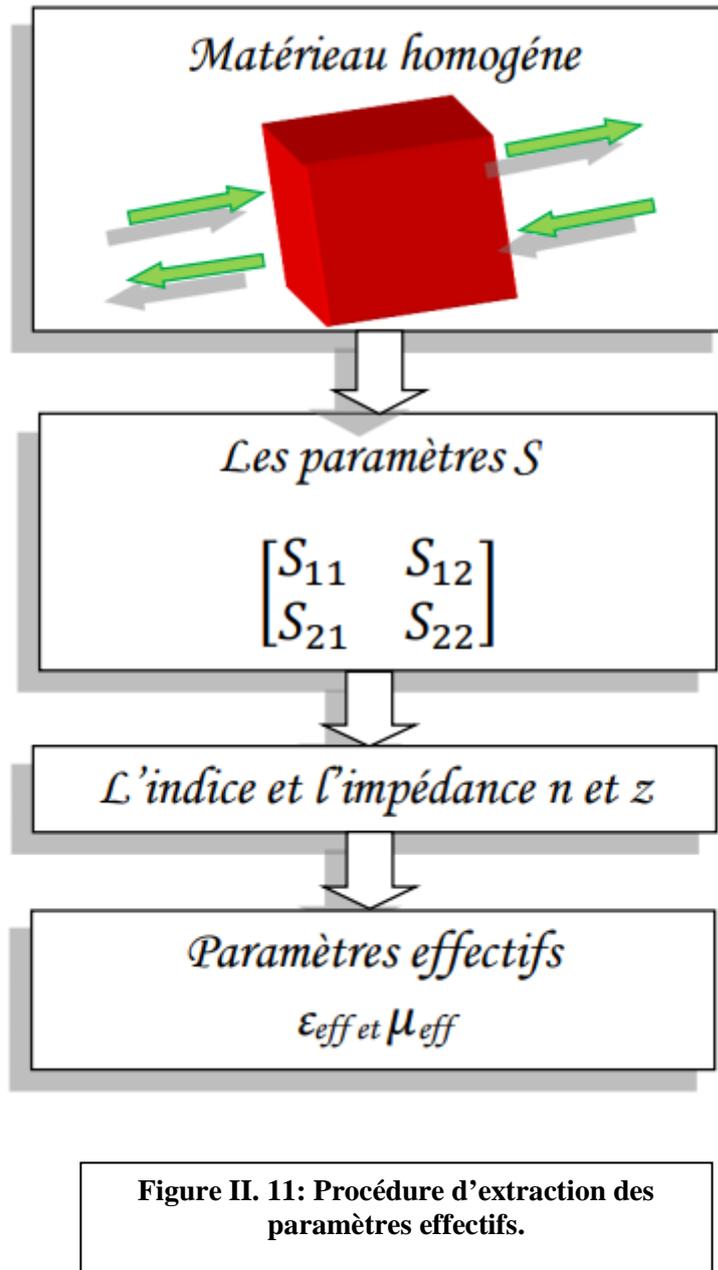
#### ➤ Spatialement :

Les satellites jouent un rôle essentiel dans l'amélioration de la vie quotidienne des gens dans l'économie numérique. Les petits satellites font partie des innovations révolutionnaires qui fournissent une gamme de solutions à une gamme de solutions pour les services financiers numériques, de meilleurs soins de santé et des villes plus intelligentes.

Pour couvrir un réseau, une constellation de petits satellites est supérieure à un grand satellite. comme un gros satellite. Aujourd'hui, la plupart des nanosatellites sont constitués de composants produits par des fabricants hautement spécialisés: moteur, antenne, lentilles, charges utiles, etc. C'est une spécialité de l'industrie.

### **II.10 Méthodes d'extraction des paramètres effectifs.**

Cette technique consiste à déterminer les paramètres effectifs (la permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  et la perméabilité effective  $\mu_{\text{eff}}$ ) d'un matériau homogène ayant le même paramètre S que la structure périodique réelle examinée. Ces paramètres réels sont déterminés par le coefficient de réflexion S11 et le coefficient de transmission S21. Ces deux coefficients sont obtenus à partir de simulations numériques avec le logiciel CST ou HFSS. La procédure d'extraction des paramètres réels est illustrée à la Figure II.11.



L'extraction de paramètres actifs pour les métamatériaux a déjà été abordée. Dans nos travaux, nous nous intéressons particulièrement aux paramètres réels des structures examinées (indice, perméabilité, permittivité, etc.). Ces paramètres réels doivent être extraits des coefficients de réflexion et de transmission complexes de la feuille composite simulée avec CST ou HFSS. Ces coefficients de réflexion et de transmission sont représentés par des paramètres S, où  $S_{11}$  est le coefficient de réflexion et  $S_{21}$  est le coefficient de transmission:

$$S_{11} = M_{11}e^{-i\theta_{11}} \quad , \quad S_{21} = M_{21}e^{-i\theta_{21}} \quad (\text{II.8})$$

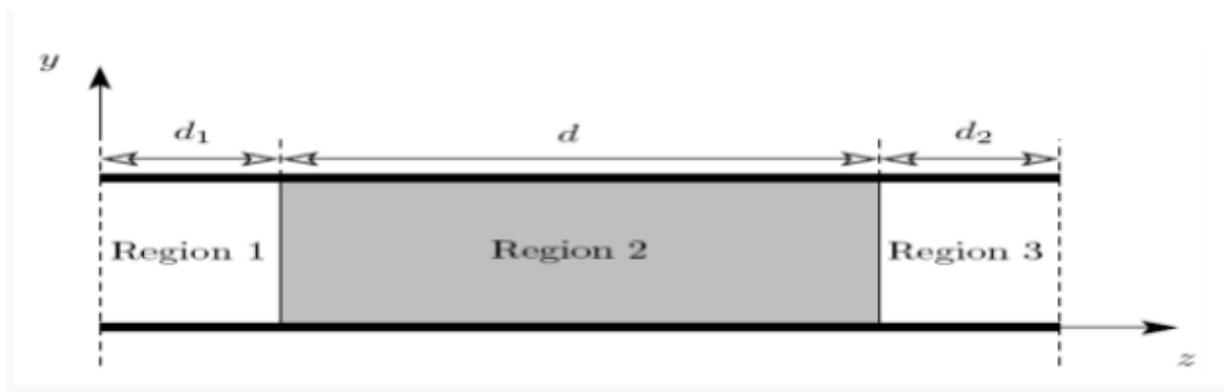
Ou  $M_{11}$ ,  $M_{21}$ ,  $\theta_{11}$ ,  $\theta_{21}$  sont respectivement les modules et les phases de réflexion ou de transmission. L'extraction des paramètres réels peut être effectuée avec différentes méthodes.

### II.11 Calcule des paramètres effectifs par inversion des relations :

La méthode que nous utilisons est basée sur la mesure des paramètres S. Les conditions préalables à l'homogénéisation d'une substance décrites par cette méthode peuvent être Résumé comme suit:

- 1- Le matériau composite est petit par rapport à la longueur d'onde du rayonnement incident et la distance entre les particules est très faible par rapport à la taille du matériau composite. Les particules sont très petites par rapport à la période de la grille.
- 2- Le système est supposé réciproque ( $S_{iii} = S_{jjj}$ ,  $S_{ijj} = S_{ji}$ ) = 1.
- 3- Les événements sont considérés comme normaux.

Le calcul des coefficients de réflexion et de transmission d'un revêtement plat clair sous l'incidence normale d'une onde plane et classique. Ce sont les rapports de Fresnel qui sont inversés pour déterminer les paramètres réels du panneau.



**Figure II. 12: Forme générale de mesure dans un guide d'ondes à plaques parallèles : le milieu homogénéisé définit trois régions avec des coefficients de réflexion et de transmission.**

Les paramètres S issus de la mesure peuvent s'exprimer de la manière suivante :

$$S_{11} = \frac{R_{01}(1-e^{iznkd})}{1-R_{01}^2 e^{iznkd}} \quad (\text{II.9})$$

$$S_{12} = \frac{(1-R_{01}^2)e^{inkd}}{1-R_{01}^2 e^{iznkd}} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Avec } R_{01} = \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{II.11})$$

S11 : Paramètres de réflexion.

S21 : Paramètres de transmission

k : Vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

Z : Impédance du matériau d : Epaisseur du matériau

Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes électromagnétiques (EM) à travers un matériau homogène d sont donnés par les relations suivantes en fonction de l'indice de réfraction n et de l'impédance Z du matériau n et de l'impédance Z du matériau au moyen de ce qui suit rapports:

$$t^{-1} = [\cos(nkd) - \frac{i}{2}(Z + \frac{1}{Z}) \sin nkd] \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{r}{t} = \frac{i}{Z} (Z - \frac{1}{Z}) \sin(nkd) \quad (\text{II.13})$$

t : coefficient de transmission.

r :coefficient de réflexion.

Le but est d'inverser les équations (II.12) et (II.13) pour obtenir les termes de n et Z en fonction de t et de r. Une fois n et Z obtenus, la permittivité  $\epsilon$  et la perméabilité  $\mu$  peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes:

$$\epsilon = \frac{n}{z} \quad (\text{II.14})$$

$$\mu = nZ \quad (\text{II.15})$$

Ces deux relations permettent une interprétation directe du matériau. Les paramètres n et Z,  $\epsilon$  et  $\mu$  sont des fonctions dispersives complexes.

Les relations de transmission et de réflexion sont inversées et  $Z$  est donné par la relation suivante:

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+r^2)-t^2}{(1-r^2)-t^2}} \quad (\text{II.16})$$

Une étape intermédiaire a été introduite pour calculer l'indice de réfraction  $n$  et l'impédance  $z$  à partir de ces équations:

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2-S_{11}^2}{(1-S_{11})^2-S_{11}^2}} \quad (\text{II.17})$$

Une étape intermédiaire a été introduite pour calculer l'indice de réfraction  $n$  et l'impédance  $z$  à partir de ces équations:

$$n = n' + in'' \quad (\text{II.18})$$

$$e^{inkd} = X \pm i\sqrt{1+x^2} \quad (\text{II.19})$$

$$\text{Avec : } X = \frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (\text{II.20})$$

L'avantage de cette étape intermédiaire est que l'indice de réfraction et l'impédance effective sont des grandeurs physiques auxquelles certaines conditions peuvent être imposées. En général, le fait que le support soit

En général, le fait que le milieu soit passif implique que:  $\mathbf{R}(\mathbf{z}) \geq \mathbf{0}$  et  $\text{Im}(\mathbf{n}) \geq \mathbf{0}$ .

## II.12 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons commencé la présentation des métamatériaux par une définition et un historique des de ces derniers. Nous avons évoqué les propriétés physiques nécessaires des métamatériaux, il s'agit de perméabilité et permittivité et de signes négatifs, d'où la désignation de matériaux doubles négatifs, qui est l'une des propriétés physiques les plus importantes, aux possibilités au moment de la réalisation. De commutation micro-ondes dans les divers systèmes inclus dans les télécommunications modernes qui ont été offerts. Dans les divers systèmes de télécommunications modernes. On peut aussi dire que les métamatériaux jouent un rôle important dans la conception et même dans la réalisation des dispositifs hyperfréquences modernes (antennes, radars, filtres, coupleurs, duplexeurs...etc).

**II.13. Référence :**

- [1] V. G. Veselago, "The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of Epsilon and  $\epsilon\mu$ ," Soviet Physics Uspekhi, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.
- [2] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins & W.J. Stewart. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 47, no. 11, pages 2075–2084, 1999.
- [2] Mohammed El amine CHAIB "Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à méta matériaux" Février 2012.
- [5] BOUZINA Souheyr, Caractérisation des lésions dermatologiques par l'approche multifractale, MEMOIRE MASTER en GENIE BIOMEDICAL, Université Abou Bakr Belkaïd de Tlemcen ; le 23 septembre 2017
- [6] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Low frequency plasmons in thinwire structures," Journal of Physics: Condensed Matter, vol. 10, pp. 4785–4809, 1998.
- [7] J. B. Pendry, "Negative refraction makes perfect lens", Phys. Rev. Lett., vol. 85, pp. 3966-3969, 2000
- [3] D. R. Smith and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", Physical Review B, vol. 65, no. 19, pp. 1–5, Apr. 2002.
- [9] D. Smith, W. Padilla, D. Vier, S. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", Physical review letters, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.
- [10] D. R. Smith and N. Kroll, "Negative refractive index in left-handed materials", Physical Review Letters, vol. 85, no. 14, pp. 2933–2936, 2000.
- [11] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip  $\delta H$  line", in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, 2002, vol. 2, pp. 412–415.

- [12] C. Caloz and T. Itoh, "Left-Handed Transmission Lines and Equivalent Metamaterials for Microwave and Millimeter-Wave Applications", in 32nd European Microwave Conference, 2002, 2002, pp. 1–4.
- [13] G. V. Eleftheriades, a. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 12, pp. 2702–2712, Dec. 2002.
- [14] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial," Journal of Applied Physics, vol. 92, no. 10, pp. 5930–5935, 2002.
- [15] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "A backward-wave antenna based on negative refractive index  $\delta$ C networks," in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, 2002, vol. 4, pp. 340–343.
- [16] R. Shelby, D. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," Science, vol. 292, no. 5514, p. 77, 2001.
- [17] C. Parazzoli, R. Gregor, K. Li, B. Koltenbah, and E. Tanielian, "Experimental verification and simulation of negative index of refraction using Snell's law," Physical Review Letters, vol. 90, no. 10, p. 107401, 2003.
- [18] F. Zhang, S. Potet, J. Carbonell, E. Lheurette, O. Vanbésien, X. Zhao, and D. Lippens, "Negative-zero-positive refractive index in a prism-like omega-type metamaterial," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 11, pp. 2566– 2573, 2008.
- [19] J. Pendry, "Negative refraction makes a perfect lens," Physical review letters, vol. 85, no. 18, pp. 3966–9, Oct. 2000
- [20] J. Pendry, D. Schurig, and D. Smith, "Controlling electromagnetic fields," Science, vol. 312, no. 5781, p. 1780, 2006.

## **Chapitre III**

---

# **CONCEPTION D'UNE ANTENNE PLANAIRE A BASE DE METAMATERIAUX**

---

### III.1 Introduction

Chaque jour, nous voyons les progrès dans le monde des télécommunications qui évolue avec des étapes importantes et s'accélère pour offrir le meilleur aux utilisateurs du monde entier.

Cette progression oblige les grands constructeurs mondiaux à miniaturiser au maximum leurs équipements, dans notre cas les antennes.

L'un des nombreux types d'antennes actuellement à l'étude pour les applications UWB est l'antenne imprimée ou (patch). Ses propriétés sont une structure simple, une fabrication simple, une large bande passante et de bonnes caractéristiques de rayonnement.

Grâce à des recherches approfondies sur les antennes imprimées, les chercheurs sont arrivés à un point très important concernant les méta matériaux.

Ils ont conclu que leurs conceptions étaient très prometteuses en termes de compacité et de facilité de mise en œuvre dans les systèmes de télécommunications.

Afin d'optimiser les paramètres de la structure, il est important de prendre en compte la phase de conception de l'antenne et d'utiliser un logiciel adapté. De plus, la conception permet de prendre en compte l'imperfection des paramètres diélectriques et conducteurs des matériaux sélectionnés afin d'être au plus près des antennes réalisées dans le futur. Par conséquent, le choix d'un outil de simulation électromagnétique approprié est fondamental. Parmi les nombreux outils de simulation disponibles, nous avons testé Microwave Studio de CST.

### III.2 Présentation du logiciel Microwave studio de CST

En 1992, la société allemande CST STUDIO a été fondée. Après de nombreuses recherches, la première version de CST Microwave studio fut apparue en 1998. Cette dernière a pour but la conception magnétique. Elle permet l'analyse rapide et précise des dispositifs à haute fréquence tel que : les antennes, les filtres ...etc. CST Microwave studio est un outil spécialisé pour la simulation en 3D des composants à haute fréquence basé sur la résolution des équations de MAXWELL suivant la technique des intégrales finies (FIT, Finit Intégration Technique). Comme tous les simulateurs 3D, l'avantage de cet outil est la possibilité de traiter toutes sortes de structures homogènes quelle que soit la technologie utilisée.

CST utilise une méthode de calcul intégrale finie. Pour les antennes rectangulaires imprimées, le simulateur Microwave Studio est choisi en raison de sa combinaison idéale de précision de calcul et de vitesse de résolution. Ce chapitre est dédié à l'étude d'une antenne patch rectangulaire pour une application GSM(900-1800) MHZ. La configuration de cette antenne a également évolué à partir d'une antenne imprimée. Les paramètres importants qui affectent les performances de l'antenne sont étudiés afin d'arriver à une bonne conception de ce type d'antenne. À partir de la phase de conception, le logiciel de simulation électromagnétique avec ses différentes étapes est présenté, puis se termine par les résultats de la simulation de notre antenne, au cours de laquelle la phase de pré-calcul est parcourue et enfin les pré-calculs et enfin la simulation. Résultats pour les antennes rectangulaires.

### III.3 Conception d'antenne patch pour GSM (2G)

#### III.3.1 Cahier de charge

Nous allons simuler notre antenne patch dans CST Microwave Studio avec les données suivantes :

- Permittivité diélectrique du substrat (FR-4 « Fire Retardant ») :  $\epsilon_r=4.3$ ,
- Hauteur du substrat diélectrique :  $h_s =1.56\text{mm}$
- Fréquence de résonance :  $f_r =0.9\text{ GHz}$
- Adaptation à 50 Ohm
- Alimentation par ligne microstrip.
- Epaisseur de la métallisation (cuivre-copper) :  $h= 0.035\text{mm}$

#### III.3.2 Logiciel de simulation CST Studio Suite

Nous avons posé un cahier de charge de la structure à réaliser en respectant la théorie et la pratique en même temps. Nous avons spécifié les matériaux pour chaque objet. (Constantes diélectriques, conductivité des matériaux...) et identifier les sources et les bornes d'entrée/sortie pour exciter la structure.

Ensuite, nous spécifions les conditions aux limites (nous définissons les types de limites : CCE, CCM, Radiant...) et configurons les paramètres de simulation (fréquence de grille(s), paramètres de convergence...)

Puis nous analysons les solutions à plusieurs fréquences et visualisons les résultats (champs ( $E\vec{}$ ,  $H\vec{}$ , ...) S-paramètres et les paramètres Z...).

Enfin, nous discutons et exploitons les résultats obtenus par l'utilisateur.

**III.3.3 Calcul des paramètres théoriques de l'antenne patch**

On calcule les éléments de rayonnement pour la fréquence de résonance de 0.9GHz.

- Largeur du patch  $W_p$  :cette dimension se calcule avec l'équation (I.11)

$$W_p = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 0.9 \times 10^9 \sqrt{\frac{4.3+1}{2}}} = 102.3825 \text{ mm}$$

- Constante diélectrique effective  $\epsilon_e$  : on la calcule avec l'équation (I.13)

$$\epsilon_e = \left(\frac{4.3 + 1}{2}\right) + \left(\frac{4.3 - 1}{2}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{0.00156}{0.1023}}}\right) = 4.1671$$

- Longueur efficace  $L_e$  et  $\Delta L$  avec les équations ((I.14)et (I.15)

$$L_f = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 0.9 \times 10^9 \sqrt{4.1671}} = 81.645 \text{ mm}$$

$$\Delta L = 0.412 \times .00156 \frac{(4.1671+0.3)\left(\frac{0.1023}{0.00156}+0.264\right)}{(4.1671-0.258)\left(\frac{0.1023}{0.00156}+0.8\right)} = 0.7285 \text{ mm.}$$

Donc la longueur du patch  $L_e$  est :

$$L_p = L_e - 2\Delta L = 81.645 - 2 \times 0.7285 = 80.188 \text{ mm}$$

- Longueur de la ligne de l'alimentation avec l'équation (I.17)

$$L_a = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 0.9 \times 10^9} = 0.1666 \text{ mm}$$

- Longueur  $L_g$  et la largeur  $W_g$  du substrat d'après les équations (I.18) et (I.9)

$$L_g = L + 6h + LL = 80.188 + 6 \times 1.58 + 0.1666 = 89.834 \text{ mm}$$

$$W_g = w + 6h = 102.3825 + 6(1.58) = 111.8625 \text{ mm}$$

Le tableau si dessus montre les paramètres de l'antenne patch.

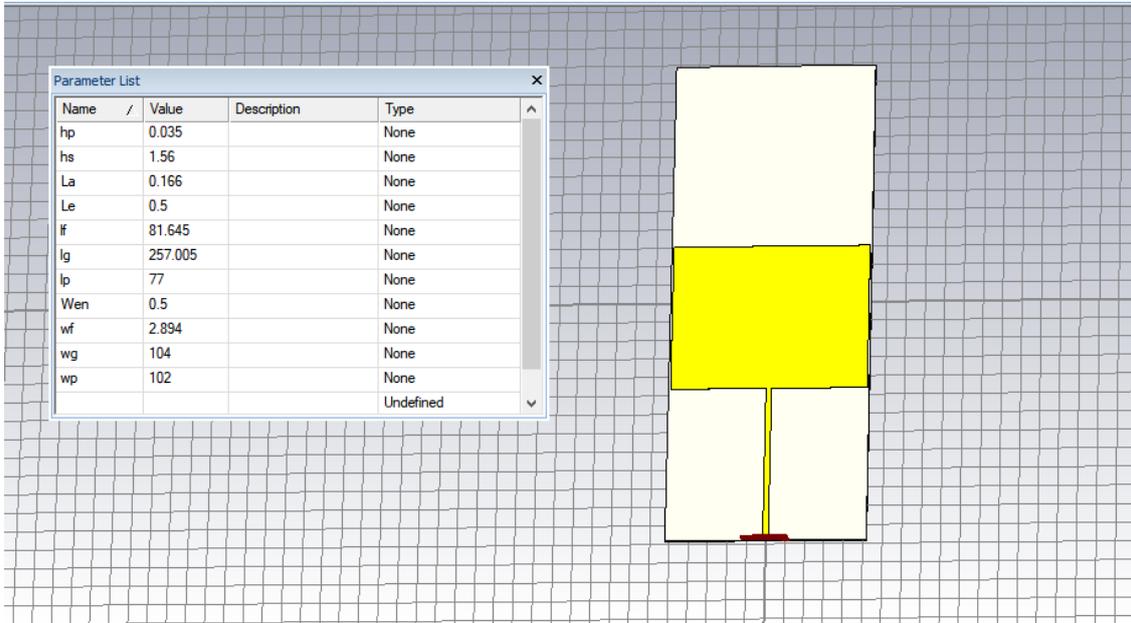
$W_p(\text{mm})$	$\epsilon_e$	$L_e(\text{mm})$	$\Delta L(\text{mm})$	$L_p(\text{mm})$	$LL(\text{mm})$	$L_g(\text{mm})$	$W_g(\text{mm})$
<b>102.3825</b>	4.1671	81.645	0.7285	80.188	0.1666	89.834	111.8625

**Tableau III. 1: les paramètres de l'antenne patch.**

### III.4 Résultats de simulation des antennes

#### III.4.1 Conception d'une antenne patch rectangulaire sans encoche

Après le calcul des dimensions, nous avons simulé l'antenne planaire sous l'environnement CST .La figure (III.1) si dessus montre le modèle qu'on a réalisé avec les démentions précédentes.

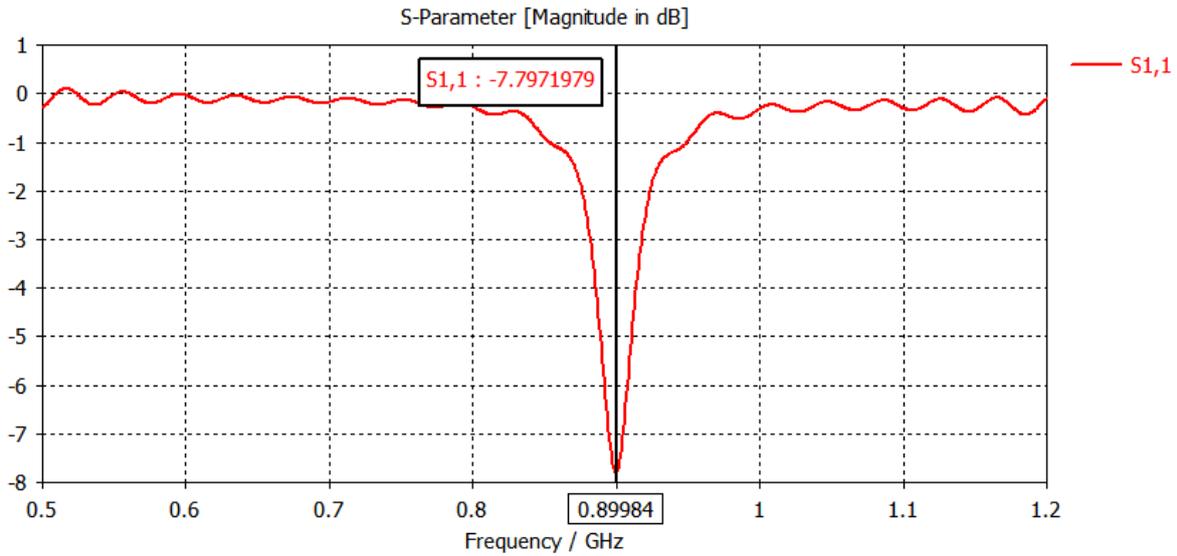


**Figure III. 1 : Antenne patch microstrip sans encoche.**

Nous avons conçu l'antenne à l'aide du logiciel CST ensuite nous l'avons adapté à la fréquence de résonance 0.9GHz qui représente la fréquence des applications (GSM).

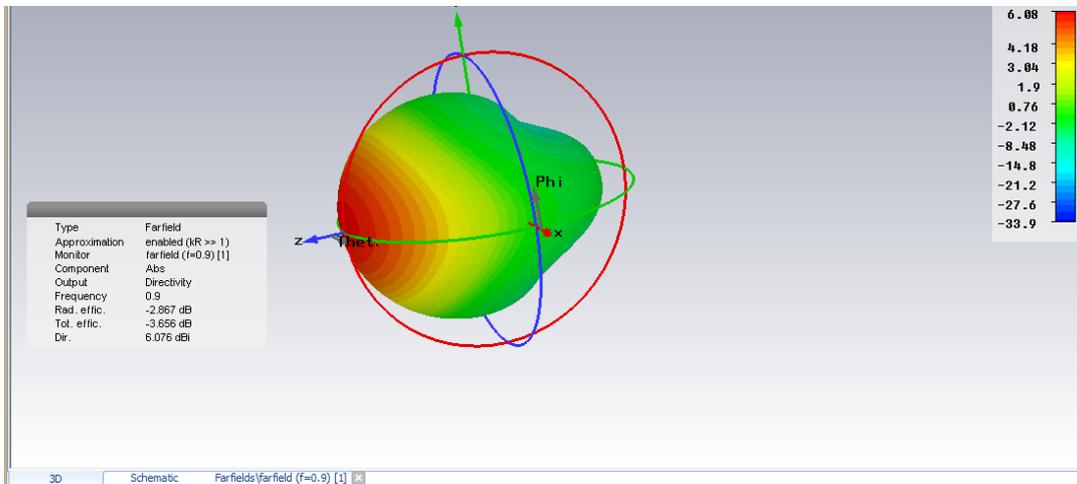
La figure (III.2) montre les résultats de simulations de l'antenne patch sans encoches avec les différents paramètres S. Nous avons obtenu un coefficient de réflexion  $S_{11} = -8\text{dB}$  à la fréquence 0.9GHz.

Après simulation des dimensions de la structure sur (la longueur  $L_g$  et la largeur  $W_g$  du substrat) en augmentant la longueur de  $89.834\text{mm}$  à  $257.005\text{mm}$  et diminuant la largeur de  $111.8625\text{mm}$  à  $104\text{mm}$  ensuite en diminuant l'épaisseur la longueur du patch  $L_p$  de  $80.188\text{mm}$  à  $77\text{mm}$  afin d'obtenir l'adaptation à la fréquence voulu 0.9GHz.

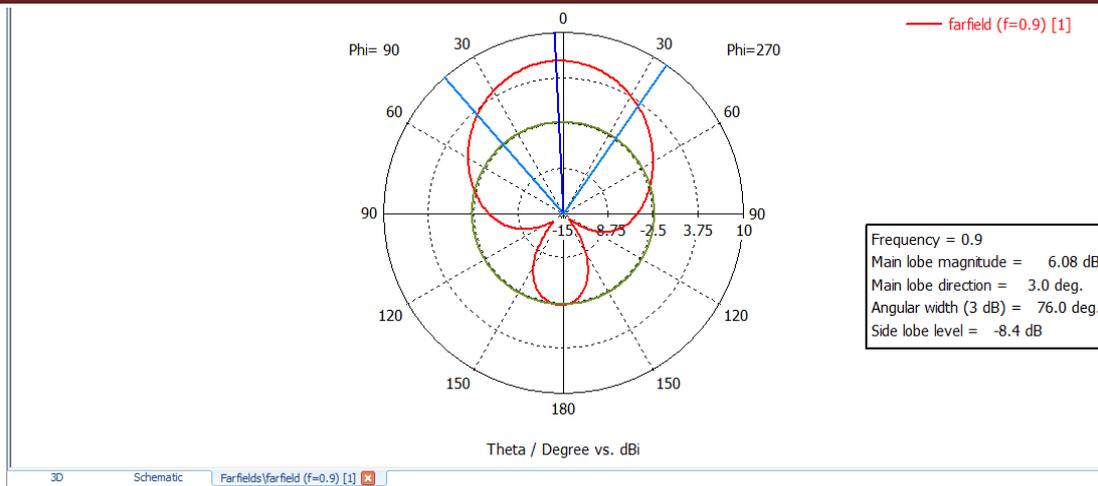


**Figure III. 2: Paramètre S patch sans encoche.**

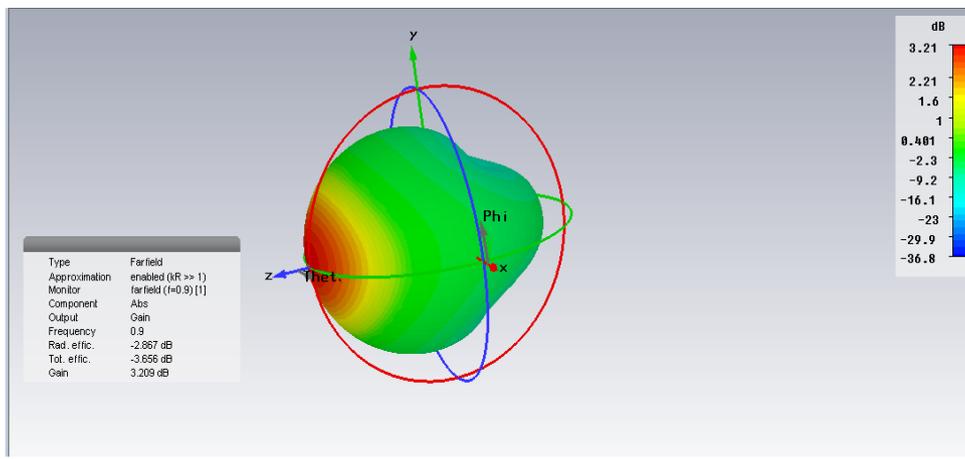
Le diagramme de rayonnement après optimisation de  $w_g$  et  $L_g$  et  $L_p$  est présenté respectivement sur les figures (III.3) (III.4) (III.5) (III.6).



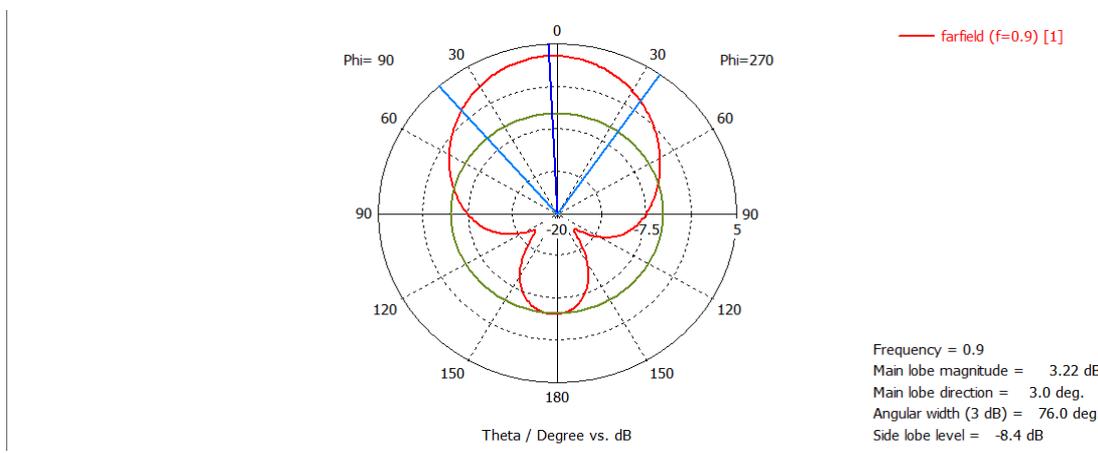
**Figure III. 3: Diagramme de rayonnement de la directivité du patch sans encoche.**



**Figure III. 4: Diagramme de rayonnement de directivité sans encoche.**



**Figure III. 5: Diagramme de rayonnement de gain de l'antenne patch sans encoche.**



**Figure III. 6: Diagramme de rayonnement du gain sans encoche.**

Le diagramme de rayonnement nous permet de voir la directivité et le gain de l'antenne patch. Le gain obtenu est de 3.22 dB.

- **Interprétation des résultats**

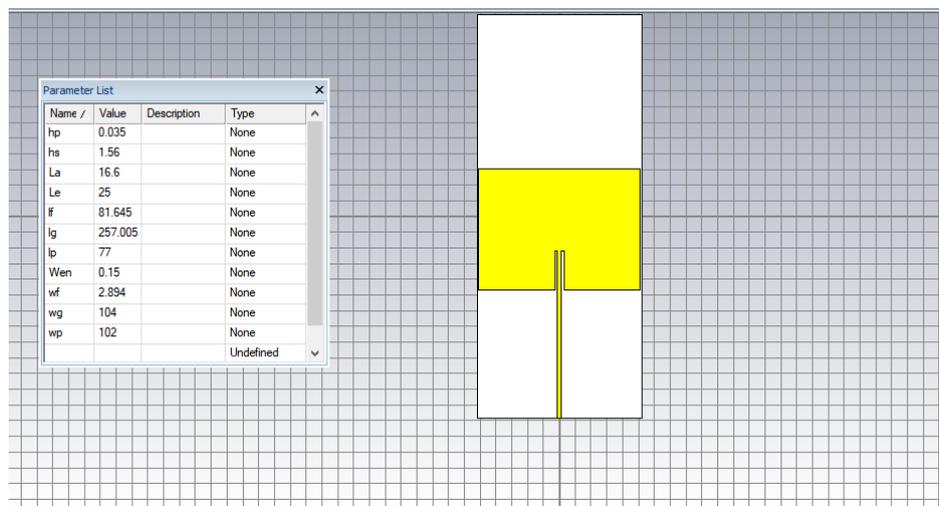
Les résultats de l'antenne simulée présentent un coefficient de réflexion non parfait avec  $S_{11} = -8$ . Après adaptation le coefficient de réflexion  $S_{11} = -8$  dB à la fréquence de résonance de 0,9 GHz. Une bande passante de 60 MHz dans l'intervalle de fréquence de 0,87 GHz à 0,93 GHz, une efficacité de 52.79%.

En observant les diagrammes de rayonnement en 3D, dans le plan horizontal et vertical ( $\phi = 90^\circ$ ) on peut dire que la plupart du rayonnement va dans la direction Z. D'où l'antenne est directive avec un gain de 3.22 dB à l'angle  $\theta = 3^\circ$ . Les résultats de cette antenne sont acceptables.

### III.4.2 Conception d'une antenne patch rectangulaire avec encoches

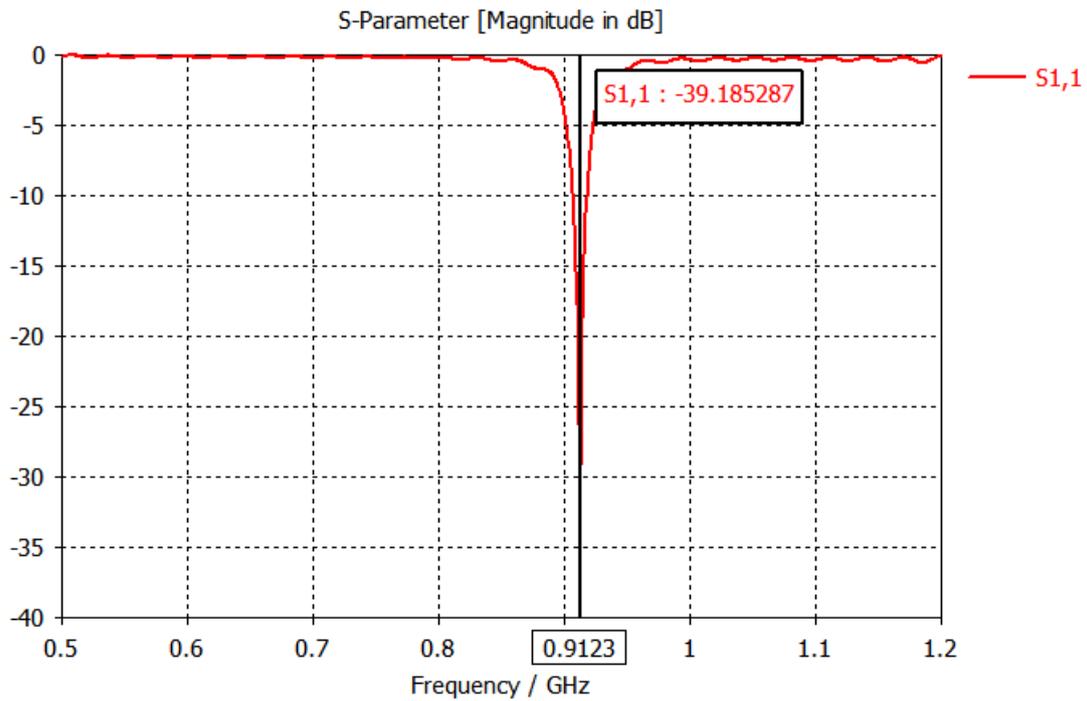
L'antenne patch rectangulaire avec encoches est donnée par la figure suivante (figure III.7)

:

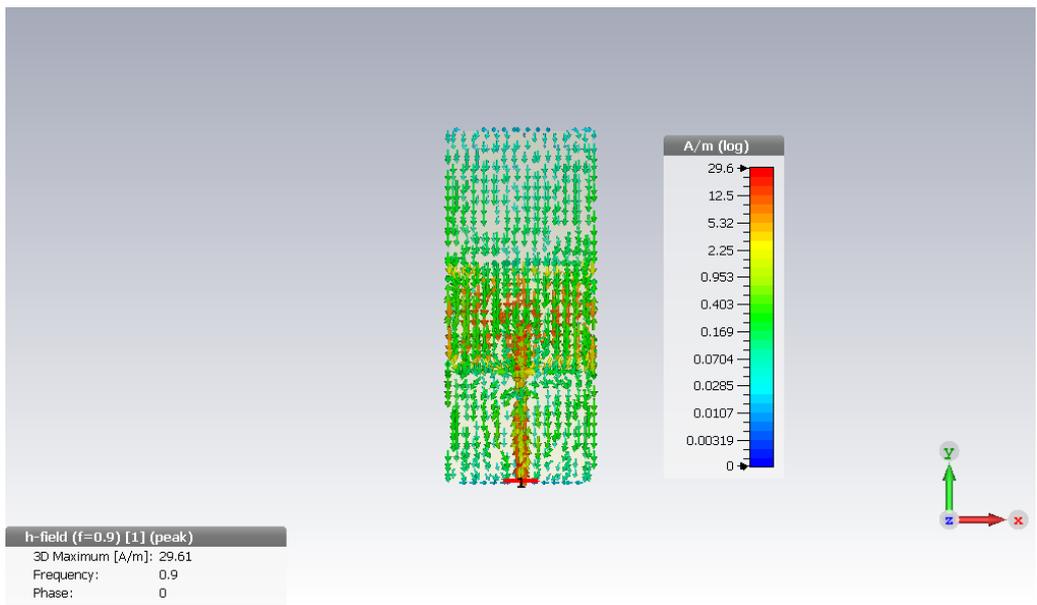


**Figure III. 7: Antenne patch microstrip avec encoches.**

Dans ce cas, nous avons modifier certains paramètres de l'antenne ( $W$ ,  $L$ ), et insérer des encoches sur le patch. D'après les résultats obtenus, nous avons atteint un coefficient de réflexion de -37.58 dB à une fréquence de 0.91 GHz et une bande passante importante de 0,04 GHz. Ce résultat est obtenu avec une longueur d'antenne  $L = 25$  mm et une largeur  $W = 0,15$  mm.

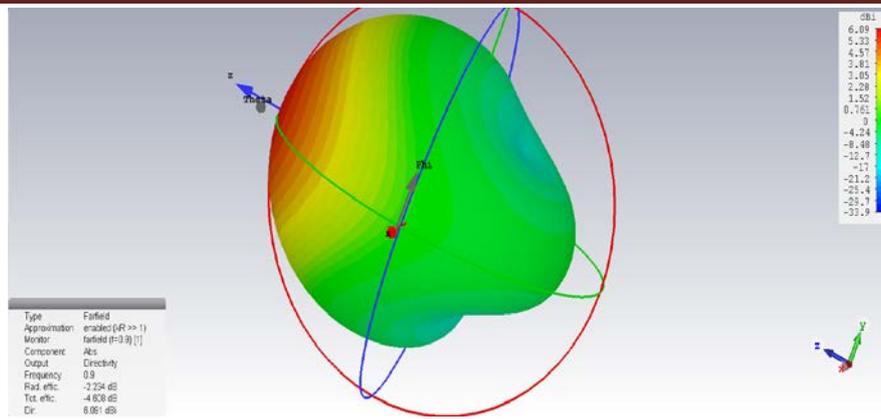


**Figure III. 8: Paramètre S du patch avec encoche à la fréquence 0.91 GHz.**

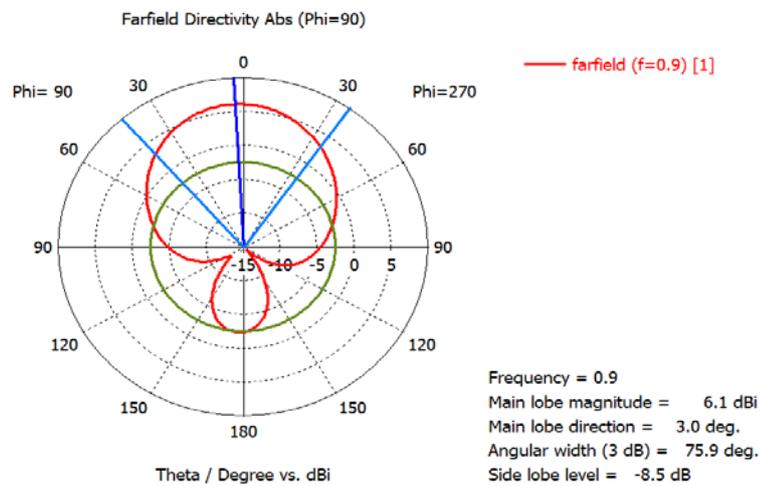


**Figure III. 9: Distribution du courant de la surface pour l'antenne proposée.**

Les distributions surfaciques du courant de l'antenne de la conception finale simulées à 0.91 GHz, sont représentées sur la figure (III.9), on peut observer que la distribution surfacique du courant à la fréquence 0.91 GHz est concentrée au voisinage de la fente rectangulaire. Ceci indique que la fente rayonne un champ E important à la résonance. La simulation en 3D avec une directivité de 6.091dBi, comme illustré sur les figures (III.10) et (III.11).



**Figure III. 10: Diagramme de rayonnement de la directivité de l'antenne patch avec encoches adaptée.**



**Figure III. 11: Diagramme polaire de rayonnement de la directivité.**

### III.5 Conception et simulation des cellules SRR et CSRR

La structure SRR (SPLIT RING RESONATOR) : Structure introduit par Pendry en 1999 dont ces caractéristique sont :

- Une Perméabilité magnétique négative sur certaines bandes de fréquence
- Une Fréquence de résonance dépendant de la géométrie

La structure CSRR (complement SPLIT RING RESONATOR ) : La structure du résonateur à anneau divisée complémentaire (CSRR) est obtenue en gravant SRR dans le plan de masse.

Ces anneaux fendues complémentaire (CSRR) crée une permittivité négative au lieu de perméabilité négative près de la fréquence de résonance.

### III.5.1 Conception et simulation de la cellule SRR

La méthode utilisée pour extraire les paramètres effectifs est la méthode d'homogénéisation. C'est le problème d'une structure périodique éclairée par une onde plane incidente un problème de transmission-réflexion sur un matériau d'épaisseur  $d$  et de paramètres effectifs  $\epsilon_{\text{eff}}$  et  $\mu_{\text{eff}}$ .

Cette technique consiste à déterminer les paramètres effectifs (permittivité et la perméabilité effective) d'un matériau homogène ayant les mêmes paramètres  $S$ . Ces paramètres effectifs sont déterminés à partir du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$ . Ces deux coefficients sont obtenus par la simulations numériques avec le logiciel CST.

#### III.5.1.1 Cahier de charge

Depuis l'introduction de la première structure de résonateur à anneau fendu (SRR) utilisée par Pendry pour la réalisation des méta matériaux, plusieurs circuits spéciaux ont été intensivement développés . Une cellule de résonateur à anneau fendu (SRR) est constituée de deux bandes ouvertes concentriques et de bandes à anneau fendu concentriques qui sont couramment imprimées sur un substrat diélectrique plat mince et utilisées comme cellule dans un arrangement périodique infini. En raison du comportement particulier des ondes électromagnétiques par rapport à la règle conventionnelle, notamment en comportement de résonance .

Les dimensions des paramètres de l'antenne patch sont données par :

La largeur du substrat  $L_s = 18\text{mm}$ .

La longueur de substrat  $L_{1\text{ex}} = 13.2\text{ mm}$ .

La largeur de substrat  $L_{2\text{ex}} = 0.3\text{ mm}$ .

La longueur du cuivre(copper)  $L_{1\text{int}} = 13\text{ mm}$

La distance entre les deux anneaux  $S = 0.3\text{mm}$ .

La largeur de l'anneau  $W = 0.2\text{ mm}$ .

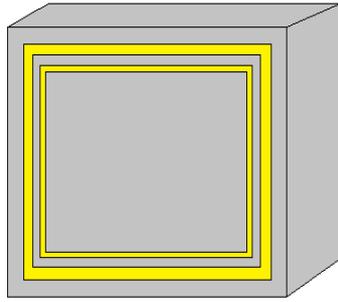
La largeur du gap  $g = 0.4\text{ mm}$ .

Les matériaux utilisés :

Pour le SSR : cuivre (cooper)

Pour le substrat : FR-4 (Lossy) avec  $\epsilon_r = 4.3$

Pour le Box : vacuum



**Figure III. 12: Représentation d'une unité de cellule RAF carré (SRR).**

- **Simulations sous CST**

L'étude présentée dans ce mémoire est basée sur un projet de conception des antennes patch microstrip. On veut concevoir une antenne rectangulaire dont les propriétés sont données dans le cahier des charges pour simuler l'antenne patch rectangulaire à la une fréquence de résonance 0.9GHz. On prend deux anneaux en cuivre de longueur  $L$  et d'épaisseur  $W$  espacés par une distance  $S$  et une ouverture (gap) 'g' au milieu inférieur de premier anneau et supérieur dans le deuxième anneau.

**III.5.1.2 Conception et simulation de la cellule SRR ou RAF à 2 anneaux**

Au début on prend un box dont la largeur  $L_s = 18\text{mm}$  pour réaliser un substrat dont la hauteur est  $H = 13.2\text{ mm}$  avec du vacuum, puis on réalise les deux anneaux de dimensions  $L_1$  extérieur et  $L_1$  intérieur, ensuite on prend un deuxième carré intérieur de dimensions  $L_2$  extérieur et  $L_2$  intérieur respectivement et d'un espacement  $S = 0.3\text{ mm}$  et d'épaisseur des anneaux  $W = 0.2\text{ mm}$ . La figure III.13 représente la cellule SRR.

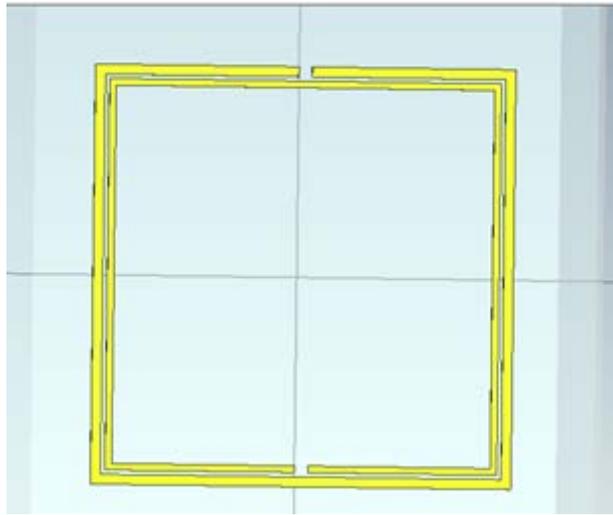


Figure III. 13: Représentation d'une cellule SRR.

- Résultats de simulation de la SRR

Le résultat de la simulation est présenté dans la figure (III.14).

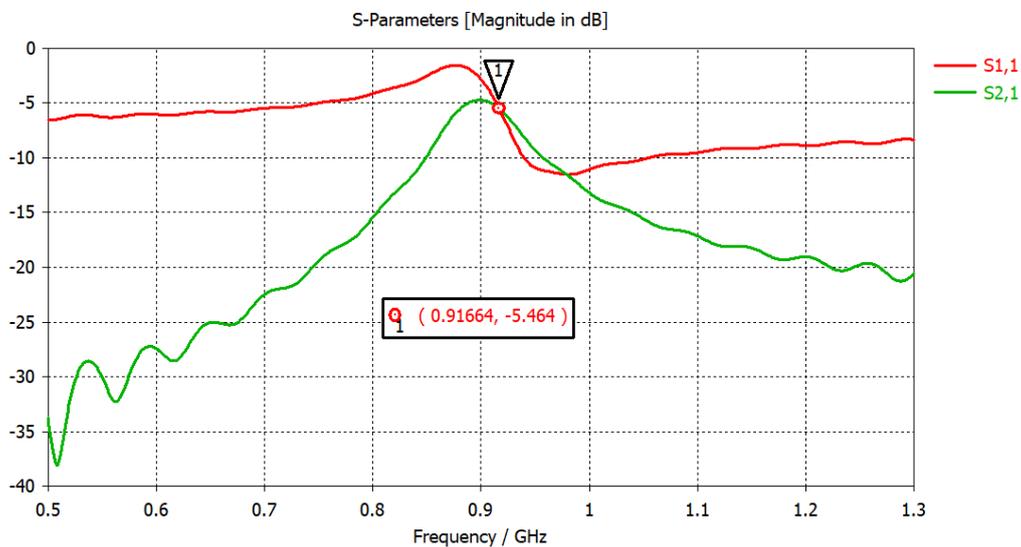
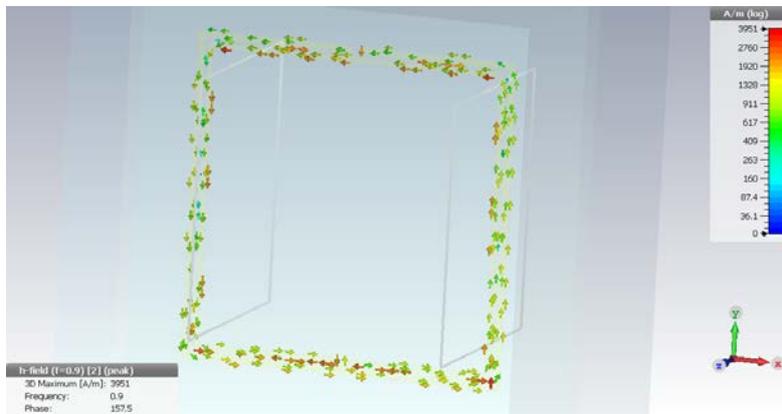


Figure III. 14: Représentation des coefficient S<sub>11</sub> et S<sub>21</sub>.

La figure (III.14) montre les coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) et de transmission ( $S_{21}$ ) en dB résultant de la simulation RAF quadratique. On voit que le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) est inférieur à -5dB dans une bande de fréquence allant de 0GHz à 0.75GHz. On constate que la RAF a un coefficient  $S_{11}$  de -5.464dB à la fréquence 0.91GHz et un coefficient  $S_{21}$  de -

11,58dB à la fréquence 0.98GHz. Cette résonance est une résonance magnétique et électrique créée par la pénétration du champ E à travers les anneaux, créant un courant induit qui circule à travers les anneaux et excite également les tranches d'anneau.

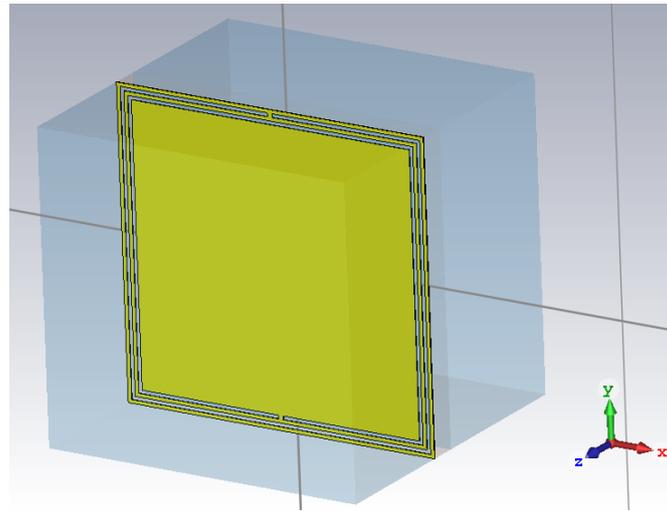


**Figure III. 15: Représentation du champ électrique E de la cellule SRR carré.**

La représentation du champ électrique de la SRR à la fréquence de résonance 0.9GHz comme le montre la figure (III.15), on constate que le champ est maximum sur l'anneau extérieur. Cette figure illustre l'effet capacitif entre les anneaux, ce qui explique l'accumulation du champ électrique dans l'ouverture de l'anneau, ce qui justifie l'effet capacitif de notre résonateur dans cette zone.

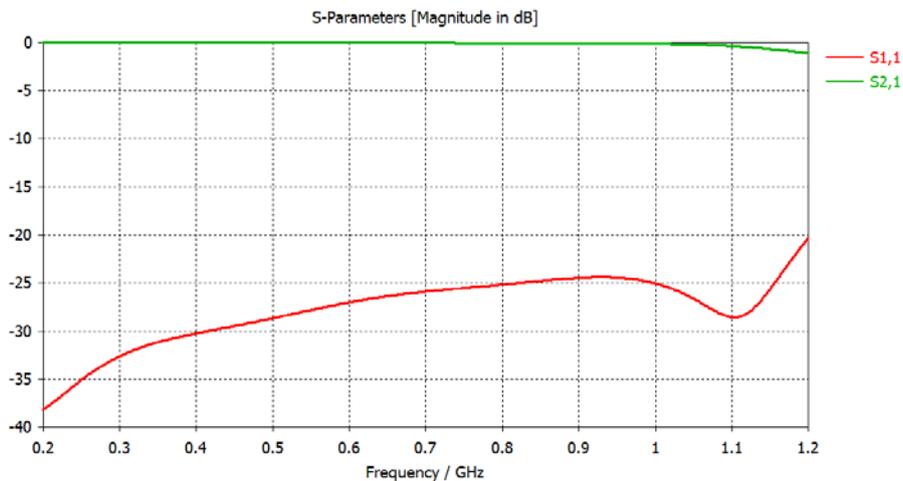
### III.5.1.3 Conception et simulation de la cellule CSRR

La cellule SRR complémentaire, connue sous le nom de CSRR, est une double contrepartie du SRR ou parfois appelée « résonateur à anneau divisé », constituée de fentes qui ont la même taille que le SRR correspondant. Selon le principe de dualité, les propriétés du CSRR sont dupliquées avec les propriétés du SRR. Le SRR se comporte comme un dipôle magnétique en forme de point, tandis que le CSRR est comme un dipôle électrique en forme de point avec une polarisation négative. Les cellules SRR et CSRR ont approximativement la même fréquence de résonance en raison de leurs dimensions communes. La figure III.16 représente la cellule CSRR à 2 anneaux.



**Figure III. 16: Représentation d'une cellule CSRR.**

La figure (III.17) représente le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et de transmission ( $S_{21}$ ) de la cellule complémentaire CSRR.



**Figure III. 17: Représentation des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{21}$ .**

Nous remarquons que la CSRR présente un coefficient de réflexion  $S_{11}$  de -28.1dB à la fréquence de 1.1GHz et une transmission  $S_{21}$  de -2dB à la fréquence de 1.2GHz. Les deux

cellules SRR et CSRR présentent approximativement la même fréquence de résonance en raison de leurs dimensions partagées.

### III.6 Conception et simulation des antennes patch associées au cellules CSRR

Dans cette partie, nous avons inséré des cellules CSRR sur l'antenne patch. Elle consiste à déterminer la position optimale de la CSRR sur le patch. Pour étudier les effets de la variation de la cellule CSRR dans l'antenne, pour laquelle on fait varier son nombre et sa position dans le patch et le plan de masse afin d'obtenir un meilleur résultat de réflexion à la fréquence de résonance. Pour illustrer les différentes étapes de notre étude, nous avons utilisé la cellule CSRR à la fréquence 0.9GHz et le patch adapté à la même fréquence conçu dans les parties précédentes. Les différentes configurations de l'antenne patch et CSRR sont simulées sous CST.

#### III.6.1 Antennes patch à base de CSSR à 2 anneaux

##### III.6.1.1 Résultats de simulation avant adaptation

Le tableau (III.2) présente les différents résultats obtenus des antennes en fonction du nombre et de la position des cellules CSRR sur patch ou plan de masse, de la longueur, de la largeur du patch et du substrat avant adaptation.

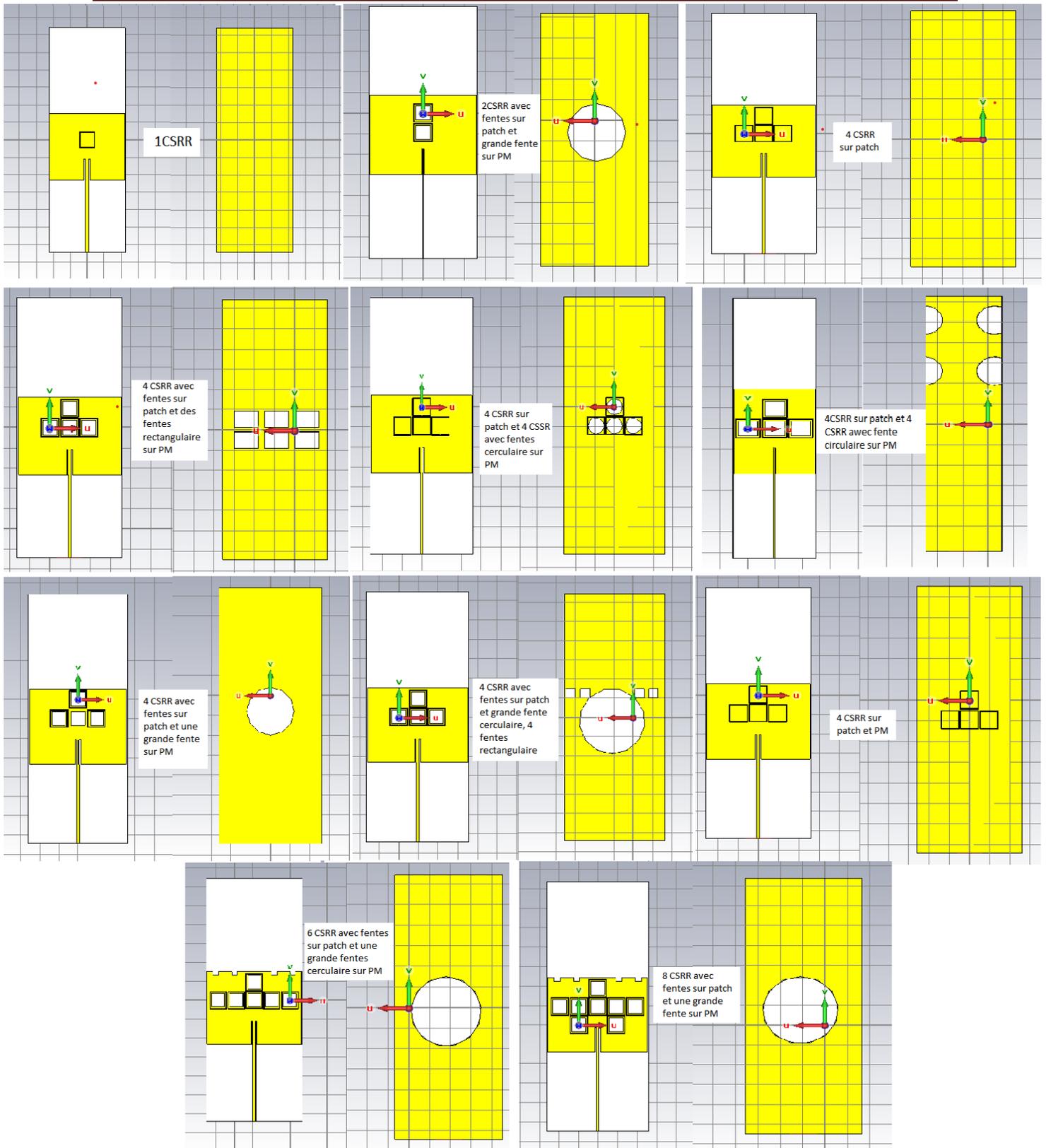
Cellules	Fréquences (GHz)	S11 (dB)	Rendement (%)	BP (GHz)	Lp (mm)	Lg (mm)	Gain (dB)	Directivité (dBi)
1 CSRR	0.92	-28.20	2.82	0.028	77	257	4.08	6.13
2 CSSR avec fente sur patch et grande fente sur le plan de masse. (Tri-bande)	0.42	-13.29	6.19	0.026	77	257	-0.58	5.86
	0.75	-10.27	4.4	0.033				
	0.95	-26.27	3.05	0.029				
3 CSRR avec fentes sur patch	0.87	-20.54	2.64	0.023	77	257	3.91	6.11
4 CSRR sur patch.	0.909	-31.76	2.53	0.022	77	257	3.48	6.11
4 CSRR avec fentes sur patch et des fentes rectangulaires sur plan de masse.	0.64	-36.43	7.34	0.047	77	257	-3.2	4.17
4 CSRR sur patch et 4 CSRR avec fente circulaire sur plan de masse.	0.84	-21.82	2.73	0.023	77	257	5.88	5.88

### CHAPITRE 3 : CONCEPTION D'UNE ANTENNE PLANAIRE A BASE DE METAMATERIAUX

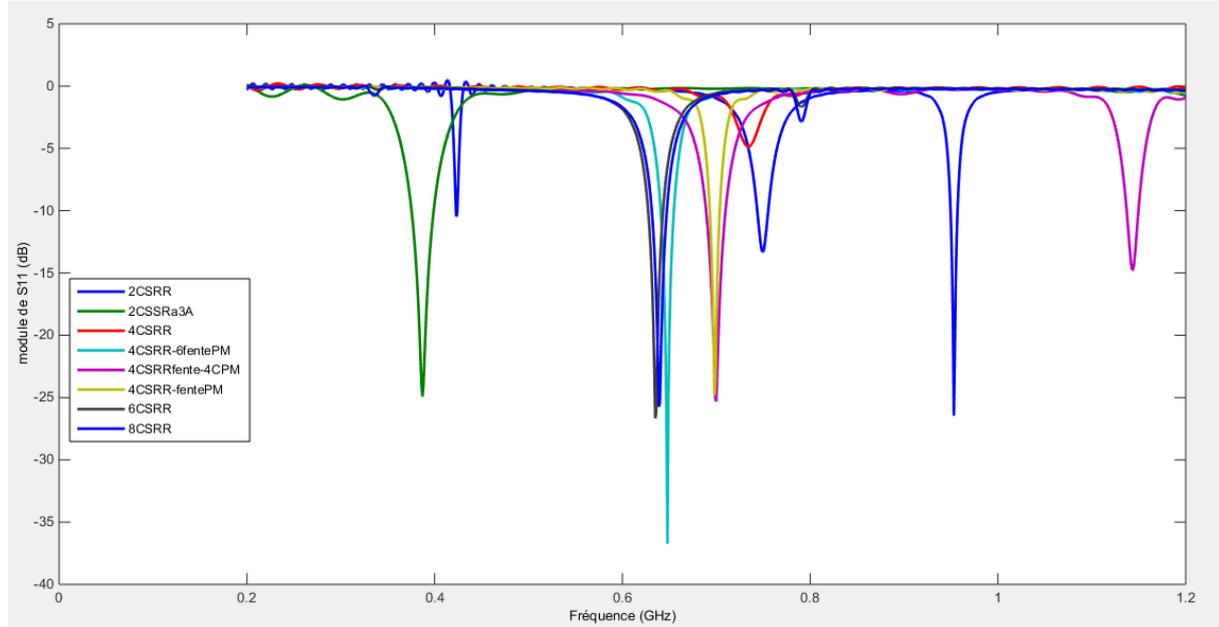
<b>4 CSRR sur patch avec fente et 4 fentes circulaires sur plan de masse.</b>	0.73	-4.8	7.39	0.054	82	250	-0.78	5.77
<b>4 CSRR avec fente sur patch et grande fente sur plan de masse.</b>	0.69	-24.84	0.5	0.035	77	257	-4.36	5.82
<b>4 CSRR sur patch et 1 grande fente circulaire, 4 fentes rectangulaires sur PM.Bi-bande</b>	0.7 1.15	-27.58 -11.98	3.28 2.6	0.023 0.03	77	257	1.06	5.7
<b>4 CSRR sur patch et PM</b>	0.906	-24.55	1.1	0.01	77	257	3.98	6.11
<b>6 CSRR avec fente sur patch et grande fente circulaire sur PM</b>	0.64	-29.44	5.15	0.033	77	257	-3.3	5.42
<b>8 CSRR avec fente sur patch et grande fente circulaire sur PM</b>	0.63	-25.74	9.36	0.059	77	257	-3.15	5.56

**Tableau III. 2: Résultats de simulations avant adaptation.**

### CHAPITRE 3 : CONCEPTION D'UNE ANTENNE PLANAIRE A BASE DE METAMATERIAUX



**Figure III. 18 :Différentes antennes et position des cellules CSRR avant adaptation.**



**Figure III. 19: Coefficients de réflexion des différentes antennes avant adaptation.**

D’après les résultats du tableau (III.2), on constate que le meilleur résultat obtenu est celui de l’antenne patch à 2 CSSR avec des fentes à l’intérieur des cellules du patch et une grande fente sur le plan de masse, on obtenus 3 fréquences de résonnances (tri-bande) dues aux fentes placées à l’intérieures des cellules CSRR, on remarque que l’une des fréquences est de 0.42 GHz avec un coefficient de réflexion  $S_{11} = -13.29\text{dB}$ .

**Remarque :** pour miniaturiser ces antennes on a ajouté des fentes à l’intérieures des cellules CSRR sur patch et d’autres fentes rectangulaires et circulaires sur le plan de masse.

$$\text{tauxde miniaturisation} = \frac{S - S'}{S} \times 100$$

Avec  $S \Rightarrow$  patch initial  $= L_p \times W_p$  (avant adaptation)

$$S' = W'_p \times L'_p \text{ (Après l'adaptation)}$$

### III.6.1.2 Résultats de simulation après adaptation

Le tableau (III.3) présente les différents résultats obtenus des antennes après adaptation à la fréquence de résonnances 0.9GHz.

Cellules	Fréquences (GHz)	S11 (dB)	Rendement (%)	BP (GHz)	Lp (mm)	Lg (mm)	Gain (dB)	Directivité (dBi)	Taux de miniaturisation
2 CSSR avec fente sur patch et grande fente sur le plan de masse.	0.91	-15.16	3.736	0.034	85.5	196	3.36	4.79	-7.77%
4 CSRR avec fentes sur patch et 6 fentes rectangulaire sur plan de masse.	0.91	-43.39	2.954	0.027	65	180	2.9	3.22	37.102%
4 CSRR sur patch avec fente et 4 fentes circulaires sur plan de masse.	0.91	-12.10	58.88	0.053	95	190	4.16	6.1	13.44%
4 CSRR avec fente sur patch et grande fente sur plan de masse.	0.9	-9.62	37.38	0.034	79.5	200	2.59	5.09	14.02%
4 CSRR sur patch et 1 grande fente circulaire, 4 fentes rectangulaires sur PM.	0.9	-7.19	64.44	0.058	67.5	200	2.31	3.95	14.91%
6 CSRR avec fente sur patch et grande fente circulaire sur PM	0.895	-17.8	6.368	0.057	85.3	200	2.94	4.47	-7.52%

Tableau III. 3: Résultats de simulations après adaptation.

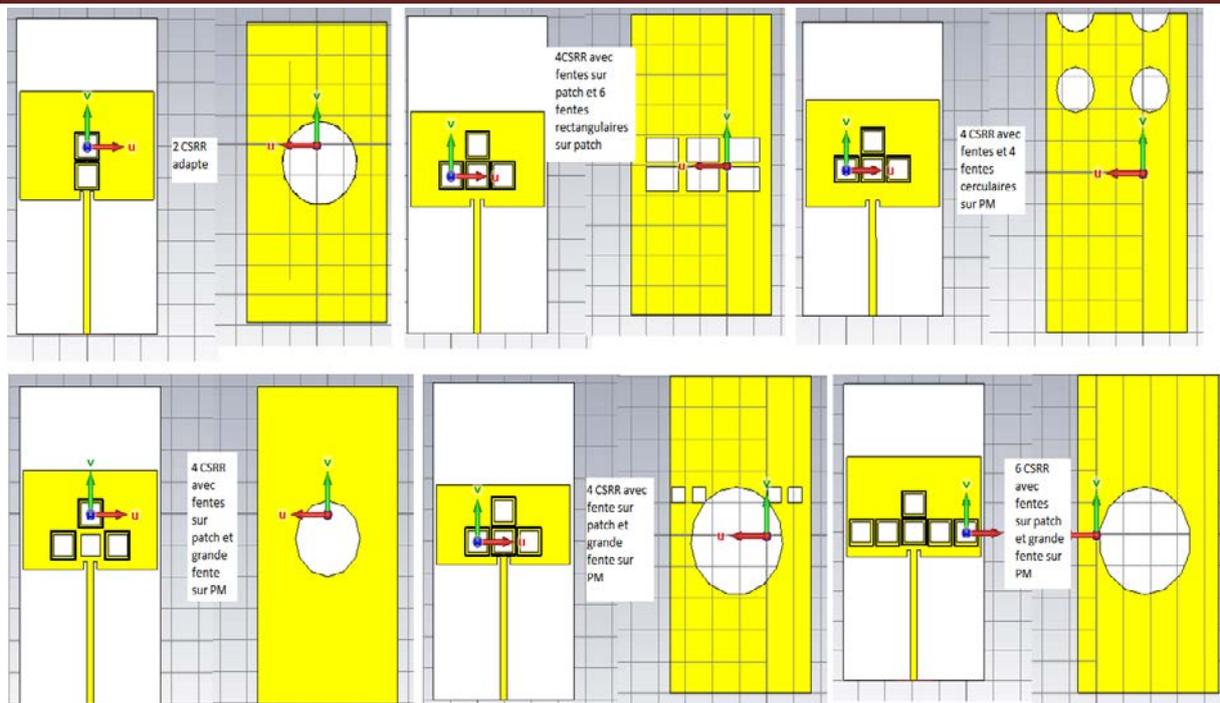


Figure III. 20: Différentes antennes et position des CSRR après adaptation.

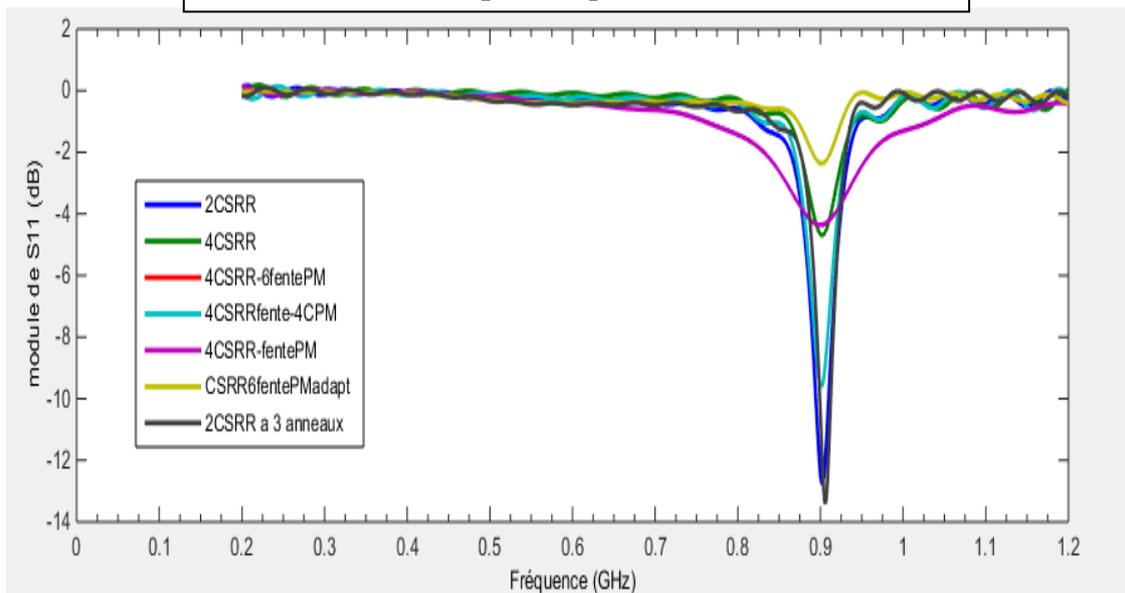


Figure III. 21 : Coefficients de réflexion des différentes antennes après adaptation.

D'après les résultats du tableau (III.3), on constate que le meilleur résultat obtenu est celui de l'antenne patch 4 CSRR avec fentes sur patch et des fentes rectangulaire sur plan de masse, on a obtenus une fréquence de résonance dues aux fentes placées à l'intérieures des cellules CSRR avec un coefficient de réflexion  $S_{11} = -43.39\text{dB}$  à la fréquence de résonance 0.91GHz.

Schématisation des meilleurs résultats obtenu :

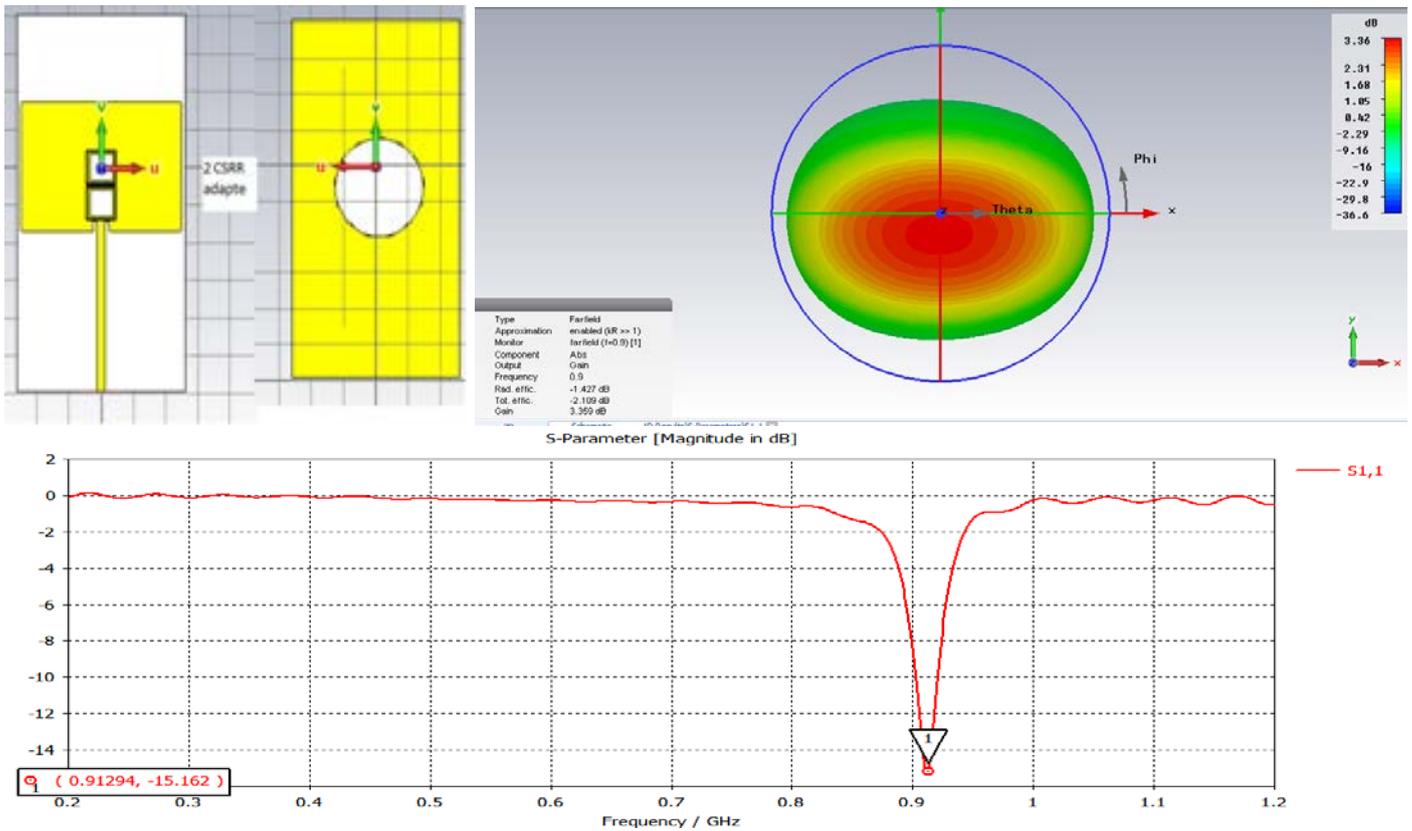


Figure III. 22: 2 CSRR avec fente sur patch et grande fente sur le plan de masse. (S<sub>11</sub>,Gain) .

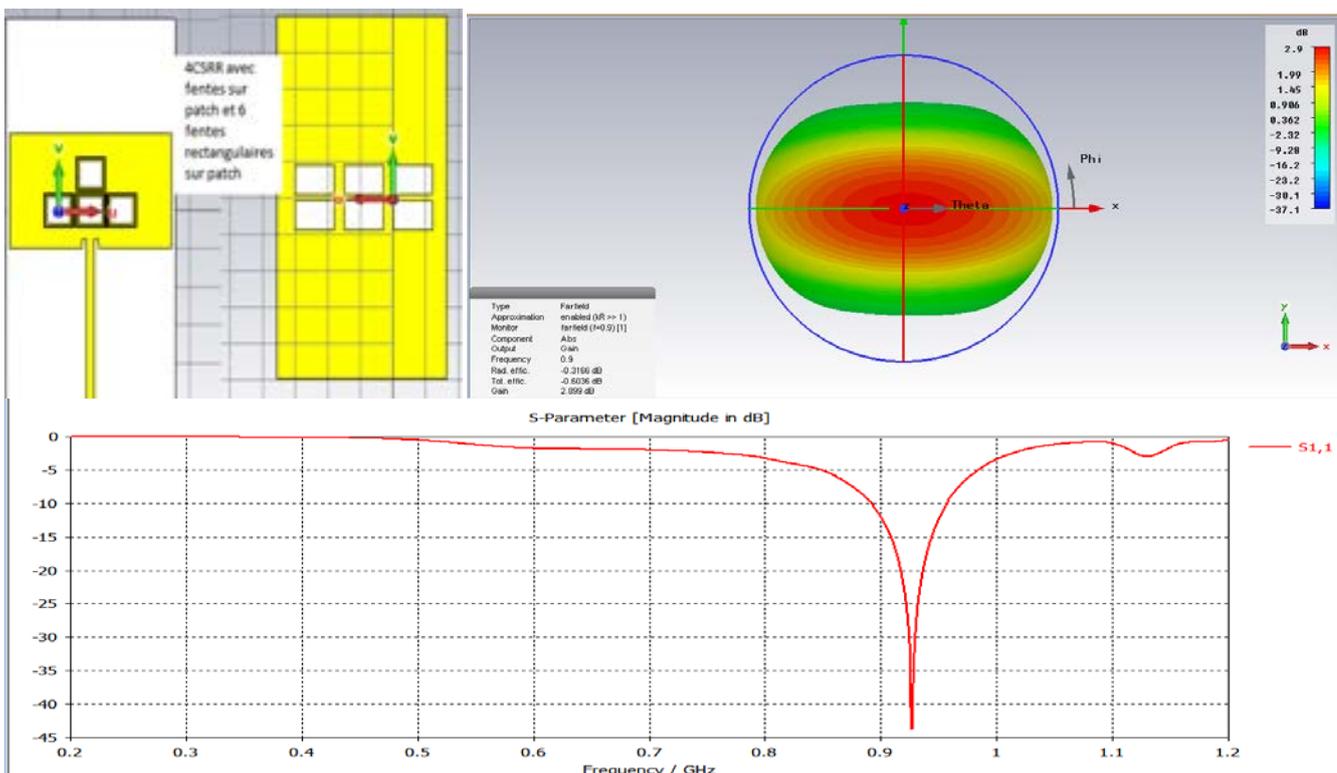
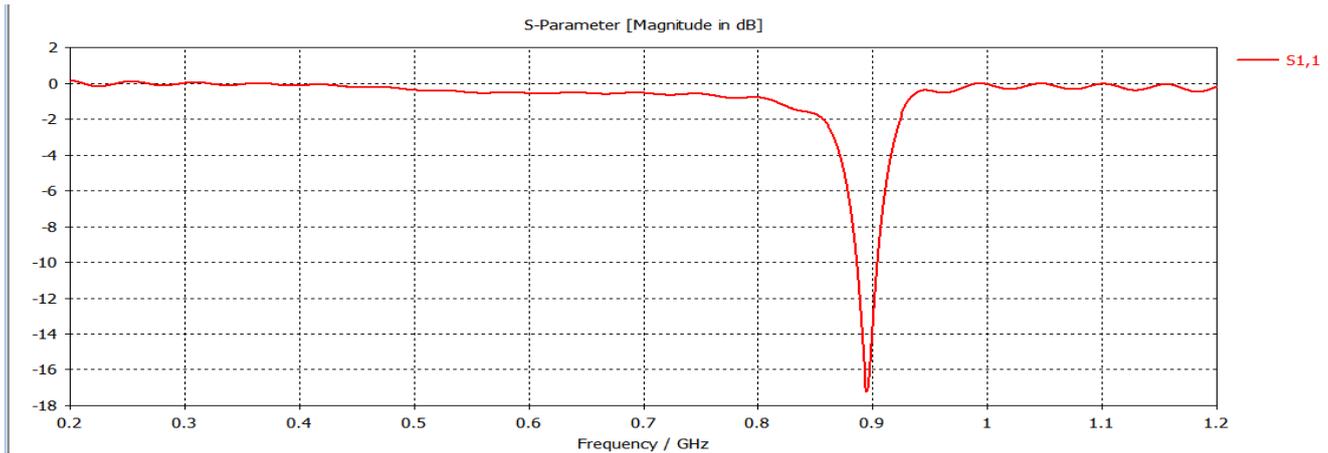
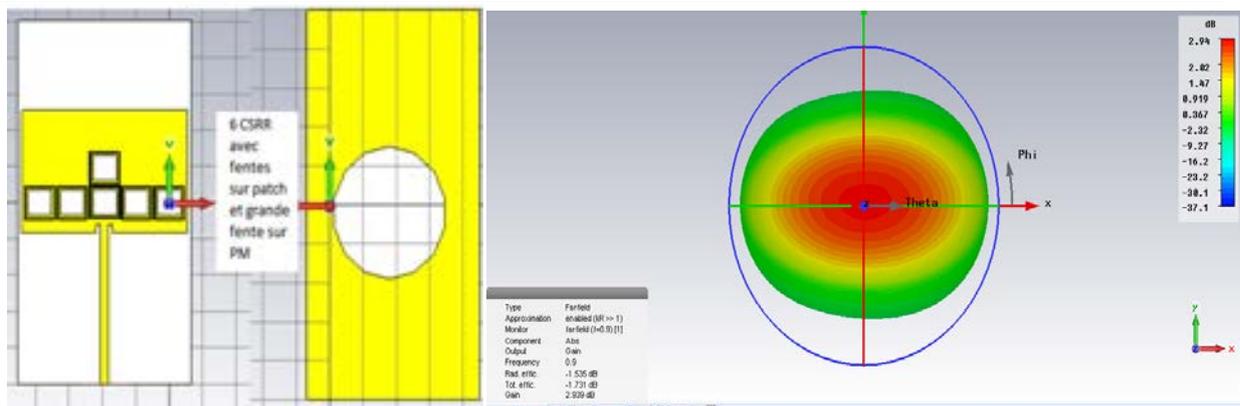


Figure III. 23: 4 CSRR avec fentes sur patch et 6 fentes rectangulaire sur plan de mass.(S<sub>11</sub>,Gain).



**Figure III. 24: 6 CSRR avec fente sur patch et grande fente circulaire sur PM(S11,Gain)**

- 2CSSR avec fente sur patch: le taux de miniaturisation est -7.77% et une efficacité de 70.14%.
- 4 CSRR sur patch avec fente et 4 fentes circulaires sur plan de masse :le taux de miniaturisation est 13.44% avec une efficacité de 68.19%
- 4 CSRR sur patch avec 6 fentes rectangulaire sur PM : le taux de miniaturisation est 37.102% et une efficacité de 90.06%.
- 6 CSRR : un taux de miniaturisation de -7.52% et une efficacité de 65.77%.

**Remarque :** quand on a fait l'adaptation des antennes chargé par les cellules CSRR pour qu'ils résonnent à la fréquence 0.9GHz on a effectué des modifications sur les paramètres du patch et plan de masse, ces modifications ont parfois réduit ou augmenter la taille de ces derniers, ce qui explique le taux mentionné est négative représenter dans les résultats

### III.6.2 Structures à bases de cellules CSRR à 3 anneaux.

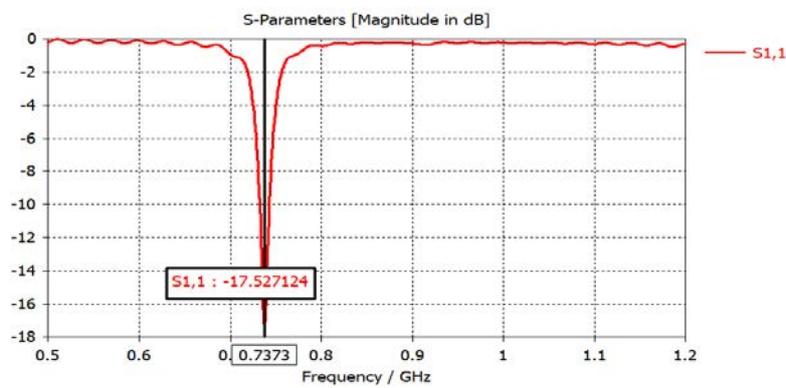
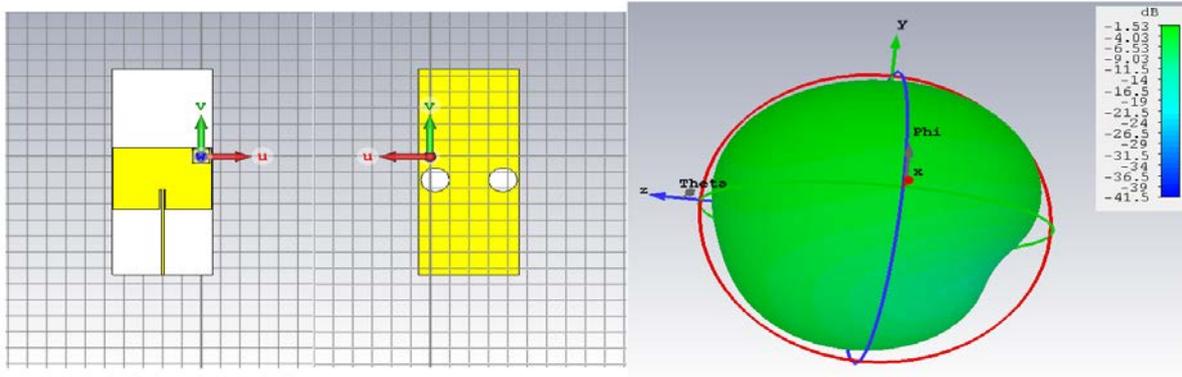
#### III.6.2.1 Résultats de simulation avant adaptation (miniaturisation d'antenne)

Le tableau (III.4) présente les différents résultats obtenus des antennes patch à base de CSRR à 3 anneaux

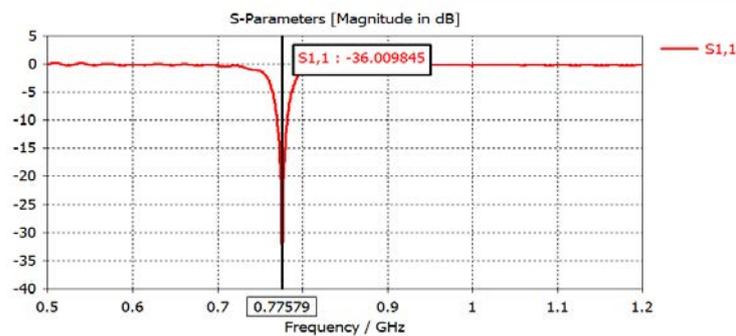
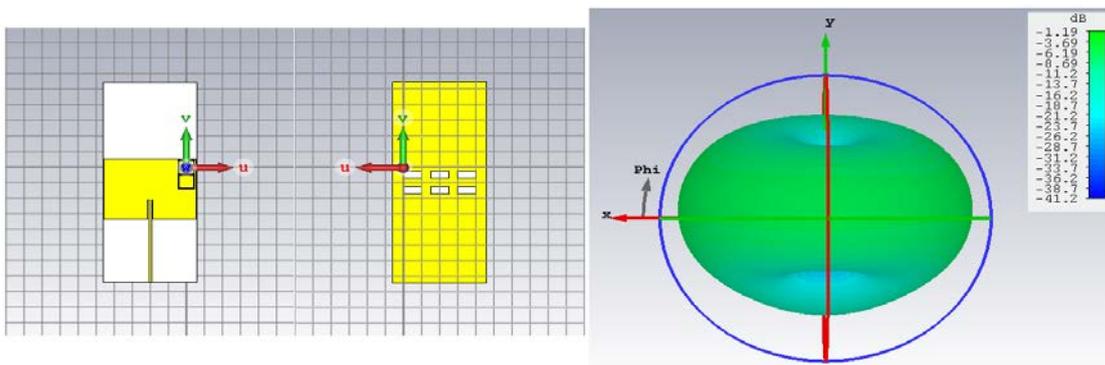
Cellules	Fréquences (GHz)	S11 (dB)	Rendement (%)	BP (GHz)	Lp (mm)	Lg (mm)	Gain (dB)	Directivité (dBi)
1 CSRR a 3 anneaux	0.73	-17.52	7.67	0.056	77	257	-2.39	4.34
2 CSRR a 3 anneaux avec 6 fente rectangulaire sur PM	0.77	-36	4.02	0.031	77	257	-1.55	5.54
3 CSRR a 3 anneaux et 1 sur 4 fentes sur PM	0.92	-5.83	5.1	0.047	77	257	2.52	3.93
3 CSRR a 3 anneaux	0.91	-32.73	4.5	0.041	77	257	3.73	6.09
4CSRR a 3 anneaux avec 2 fentes circulaire dans PM	0.81	-27.49	5.67	0.046	77	257	-0.4	5.9
4CSRR a 3 anneaux miniaturise a cote de patch et fentes sur PM	0.75	-15.04	5.4	0.040	77	257	5.28	-0.137
4CSRR a 3 anneaux miniaturise et 6 fentes rectangulaire sur PM	0.76	-14.81	3.42	0.026	77	257	-1.83	5.21
4CSRR a 3 anneaux miniaturise et 4 fente rectangulaire sur PM	0.80	-35.46	4.2	0.034	77	257	-0.47	5.56
4 CSRR a 3 anneaux	0.91	-42.94	3.4	0.031	77	257	4.15	6.1
6 CSRR a 3 anneaux avec 4 fentes circulaires dans PM	0.81	-20	4.93	0.04	77	257	-0.66	5.09
6 CSRR a 3 anneaux avec 6 fentes rectangulaire sur PM	0.70	-15.12	3.33	0.023	77	257	-3.4	4.88

Tableau III. 4: Résultats de simulations avant adaptation.

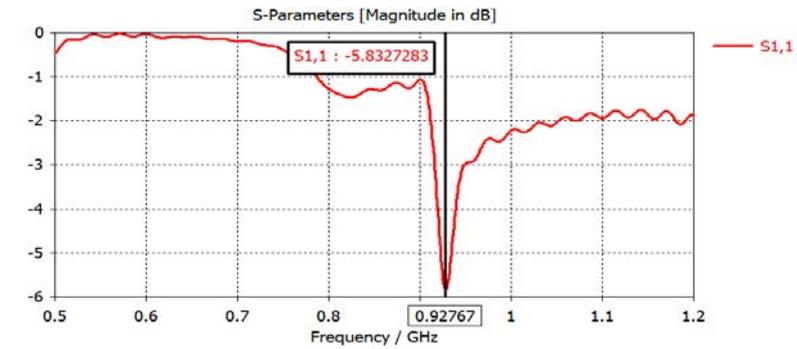
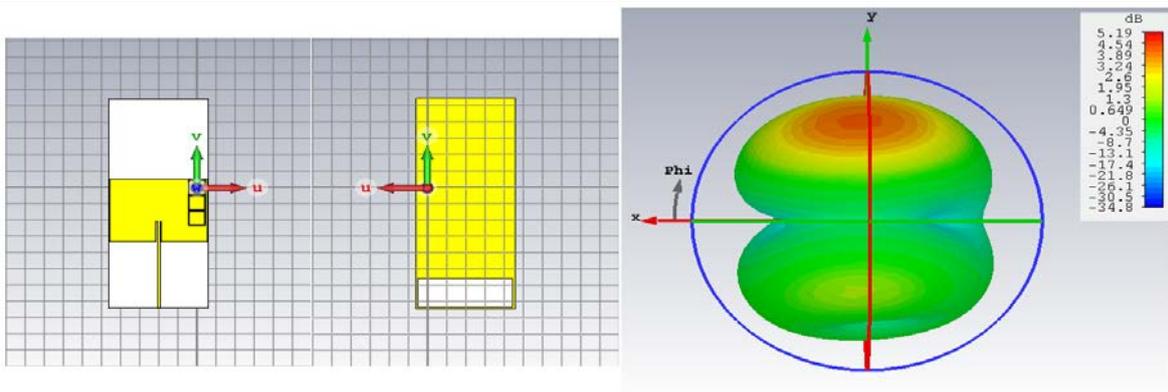
D'après les résultats du tableau (III.4), on constate que le meilleur résultat obtenu est celui de l'antenne patch à 4 CSSR a 3 anneaux, on a obtenu un coefficient de réflexion  $S_{11} = -42.94$  dB à la fréquence de résonance 0.91 GHz.



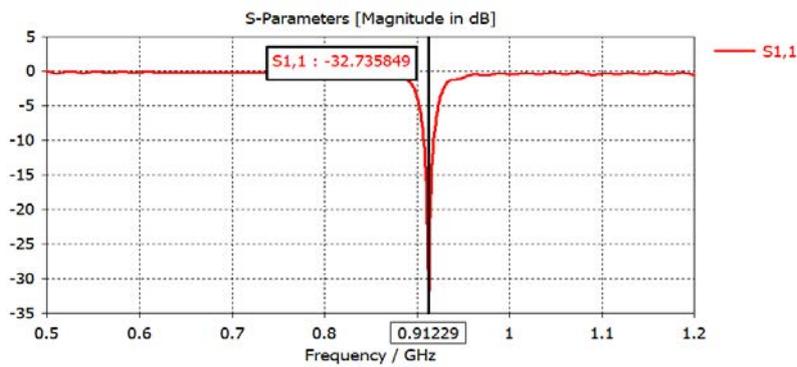
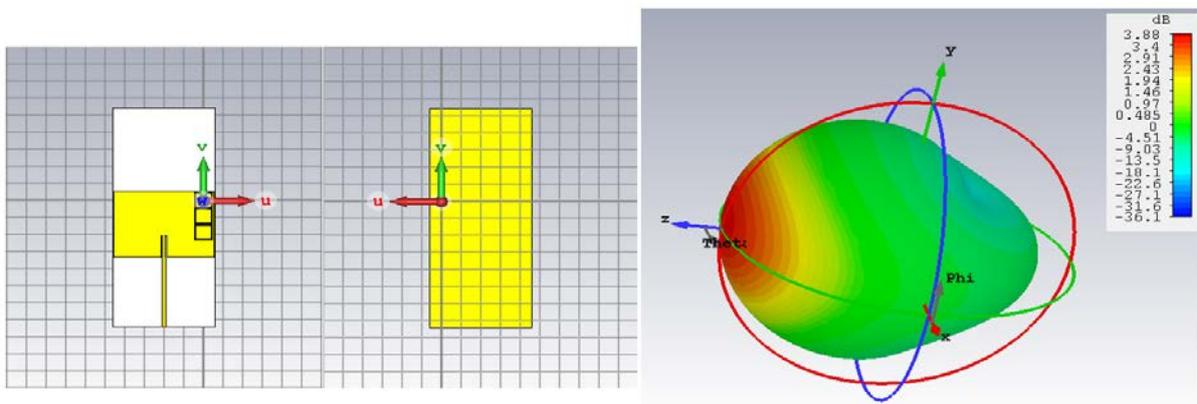
**a- 1 CSRR a 3 anneaux**



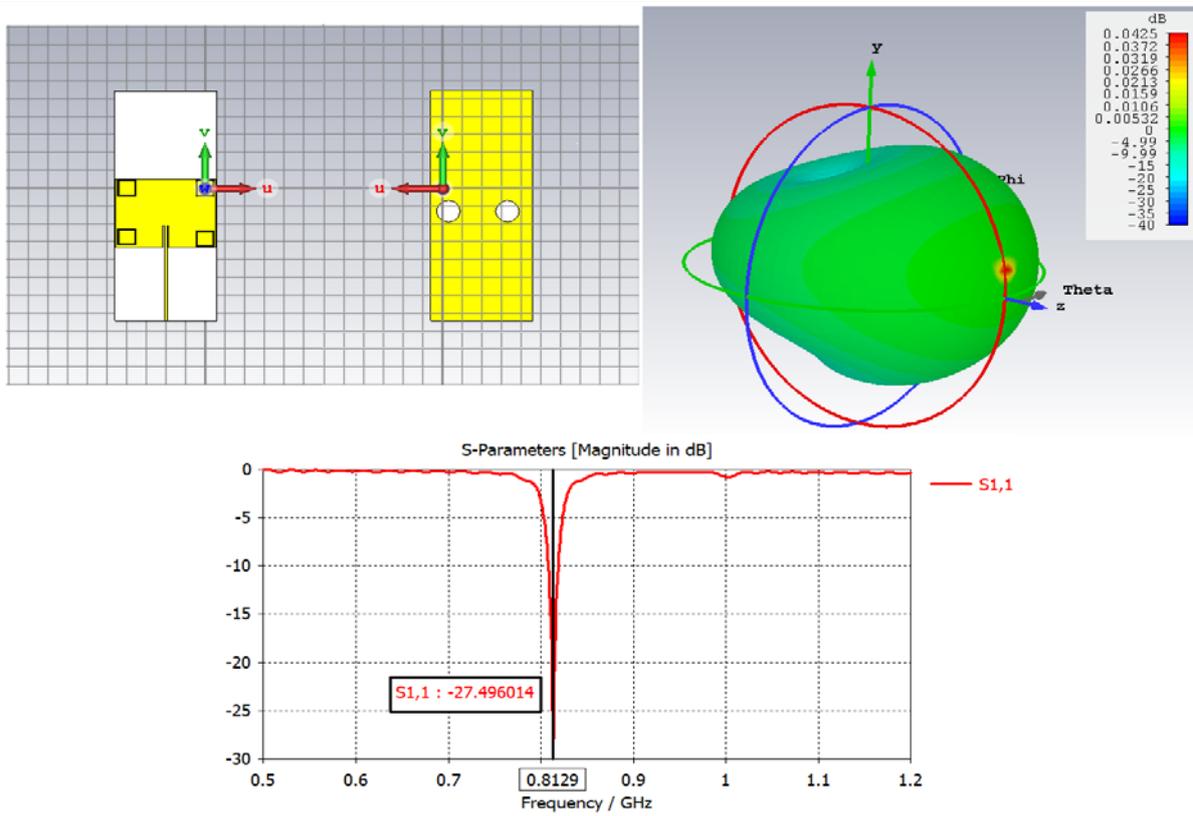
**b- 2 CSRR a 3 anneaux avec 6 fente rectangulaire sur PM .**



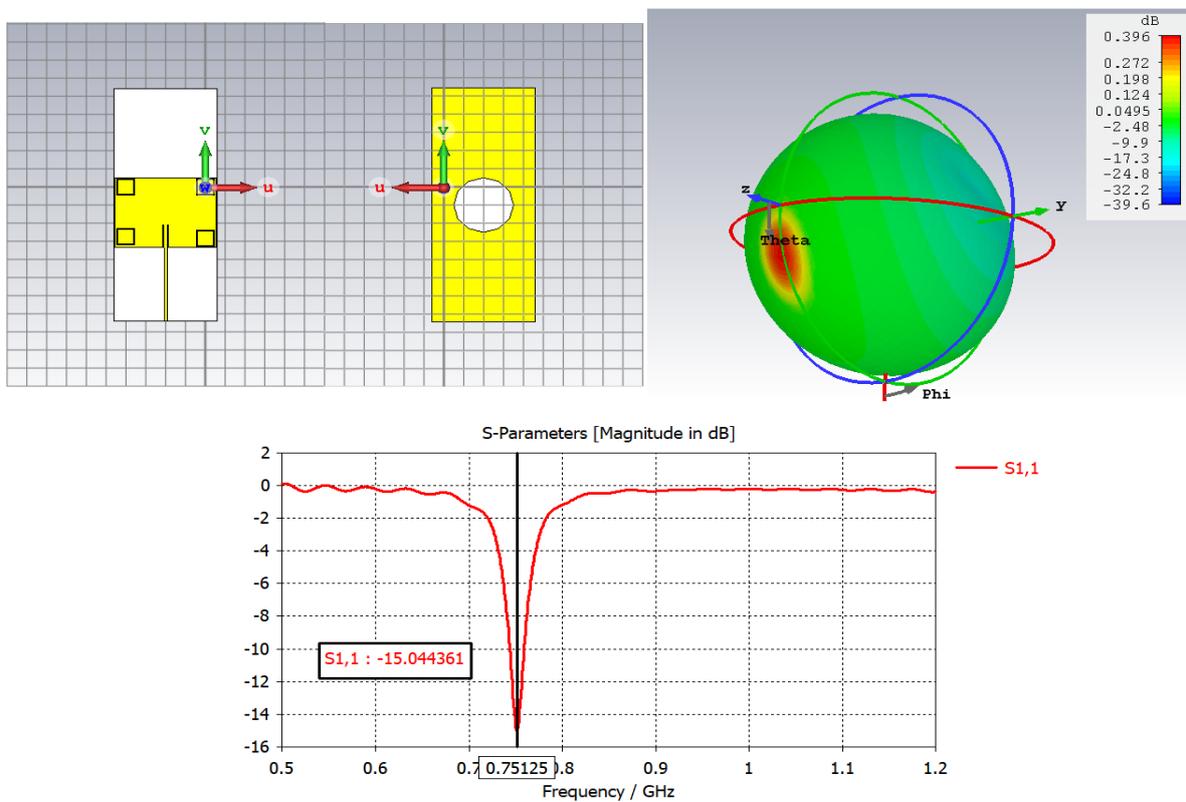
c- 3 CSRR a 3 anneaux et 1 sur 4 fentes sur pm.



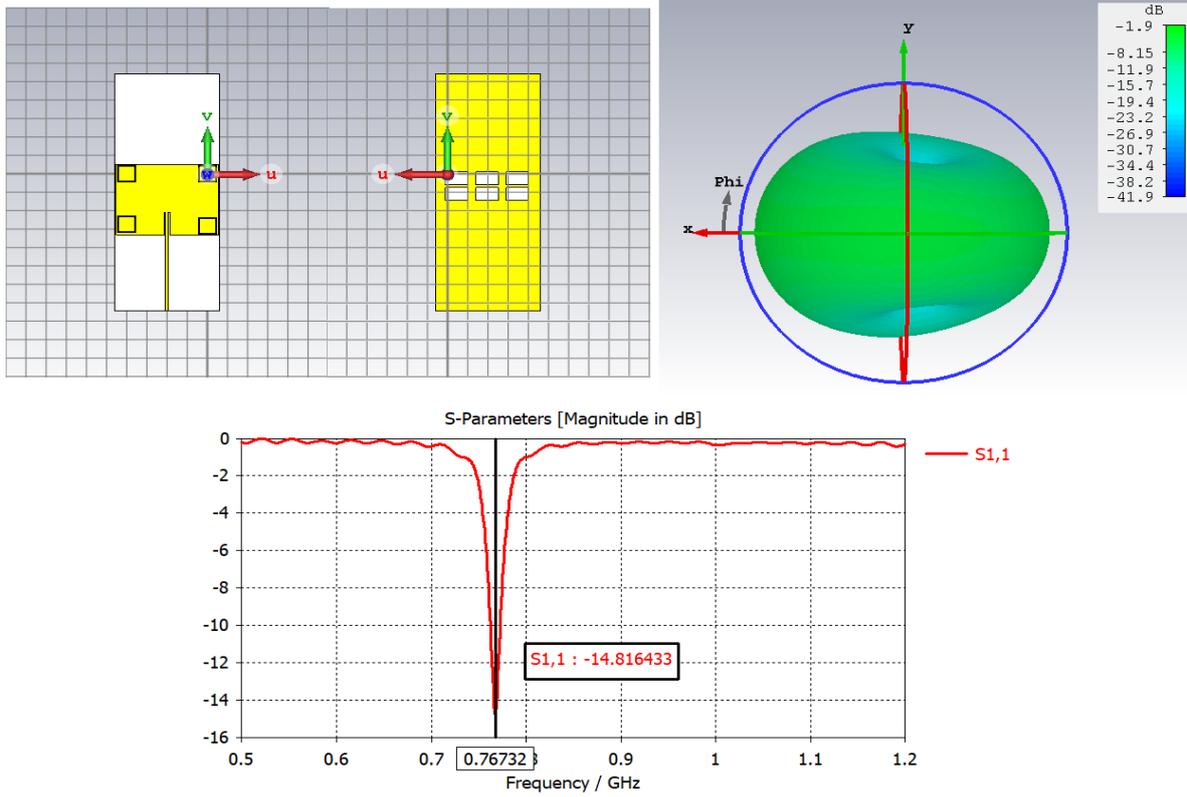
d- 3 CSRR a 3 anneaux



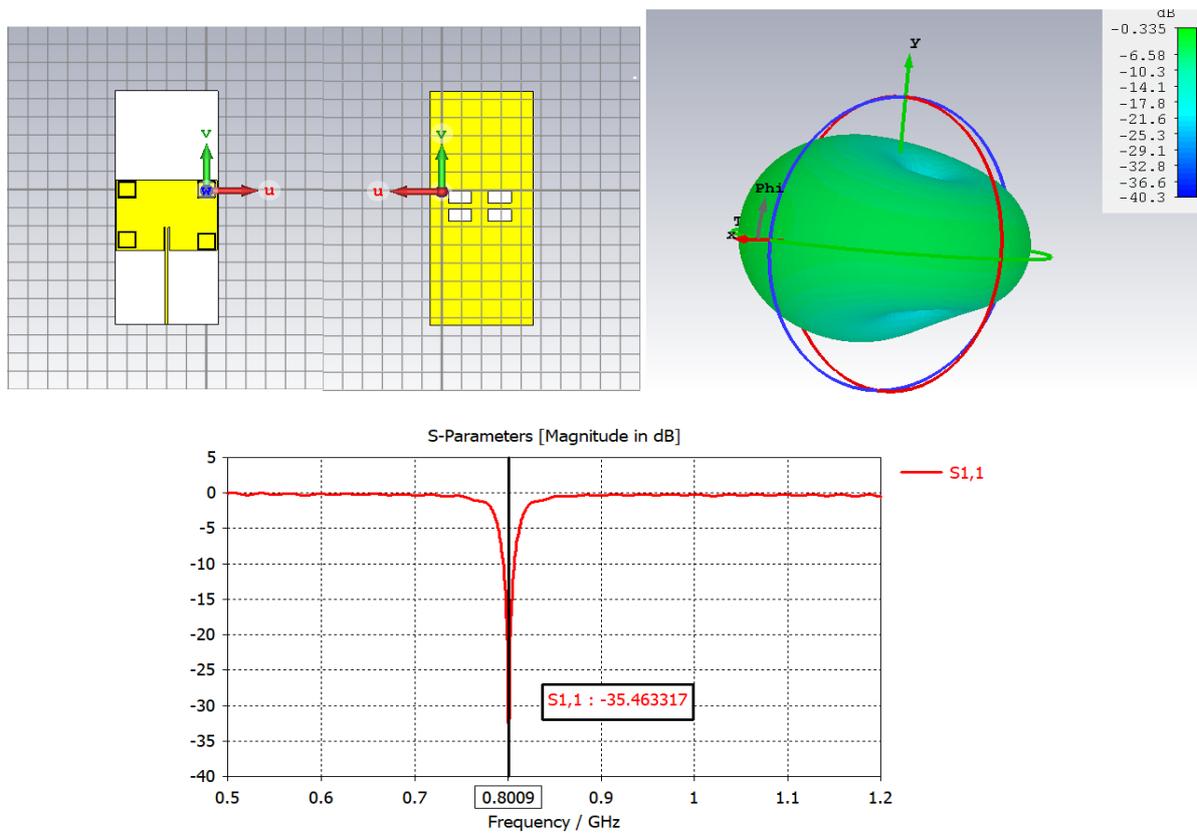
e- 4CSRR a 3 anneaux e avec 2 fentes circulaire dans pm



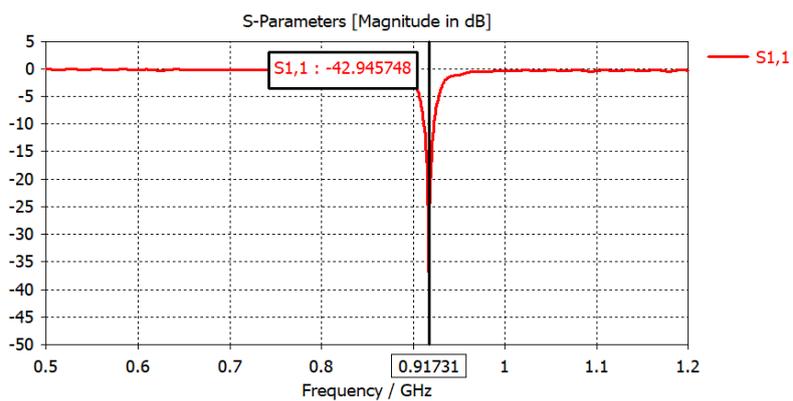
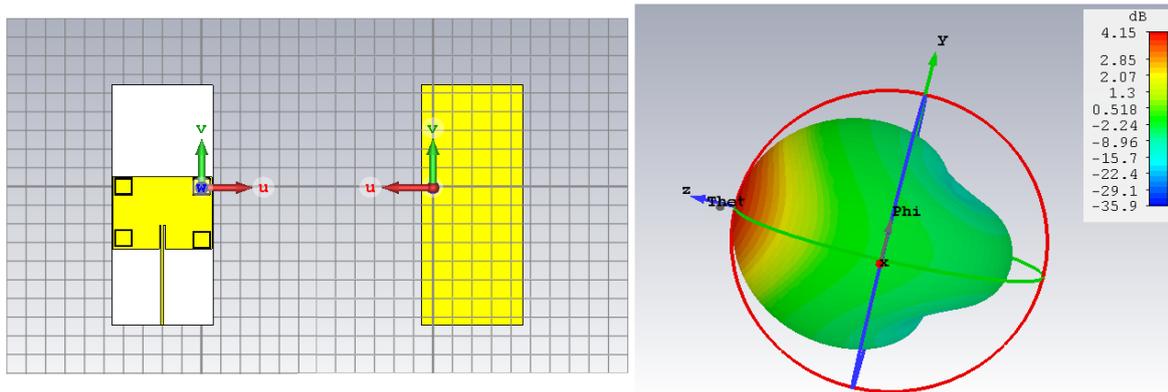
f- 4CSRR a 3 anneaux miniaturise a cote de patch et fentes sur PM



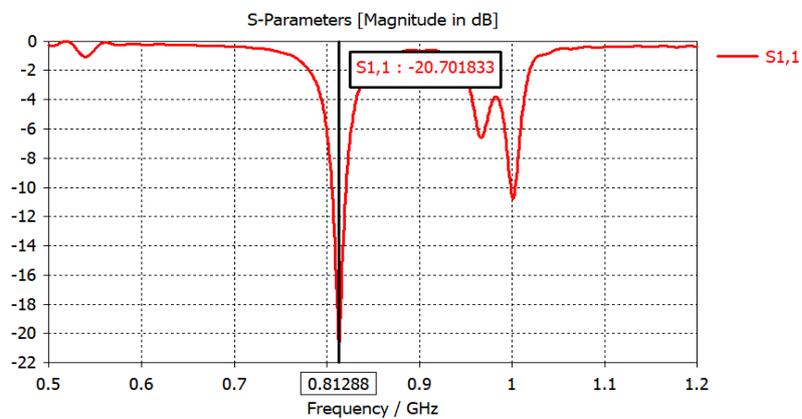
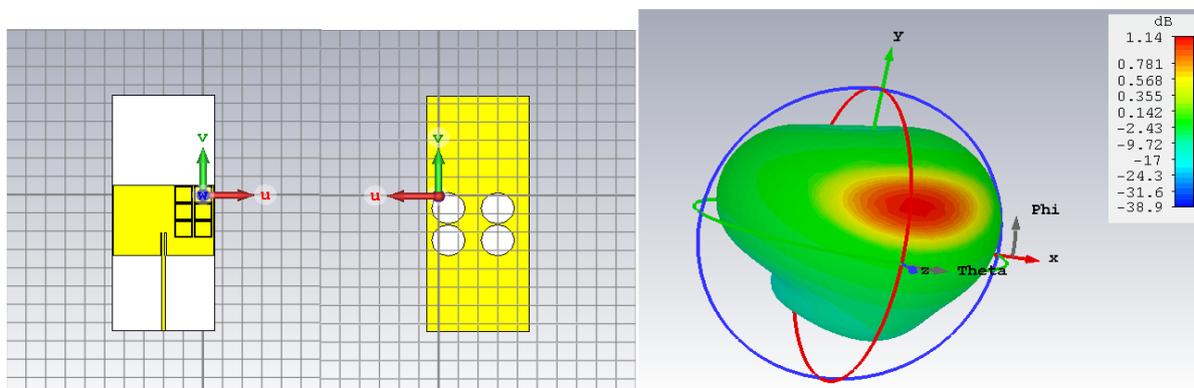
g- 4CSRR a 3 anneaux miniaturise et 6 fentes rectangulaire sur pm



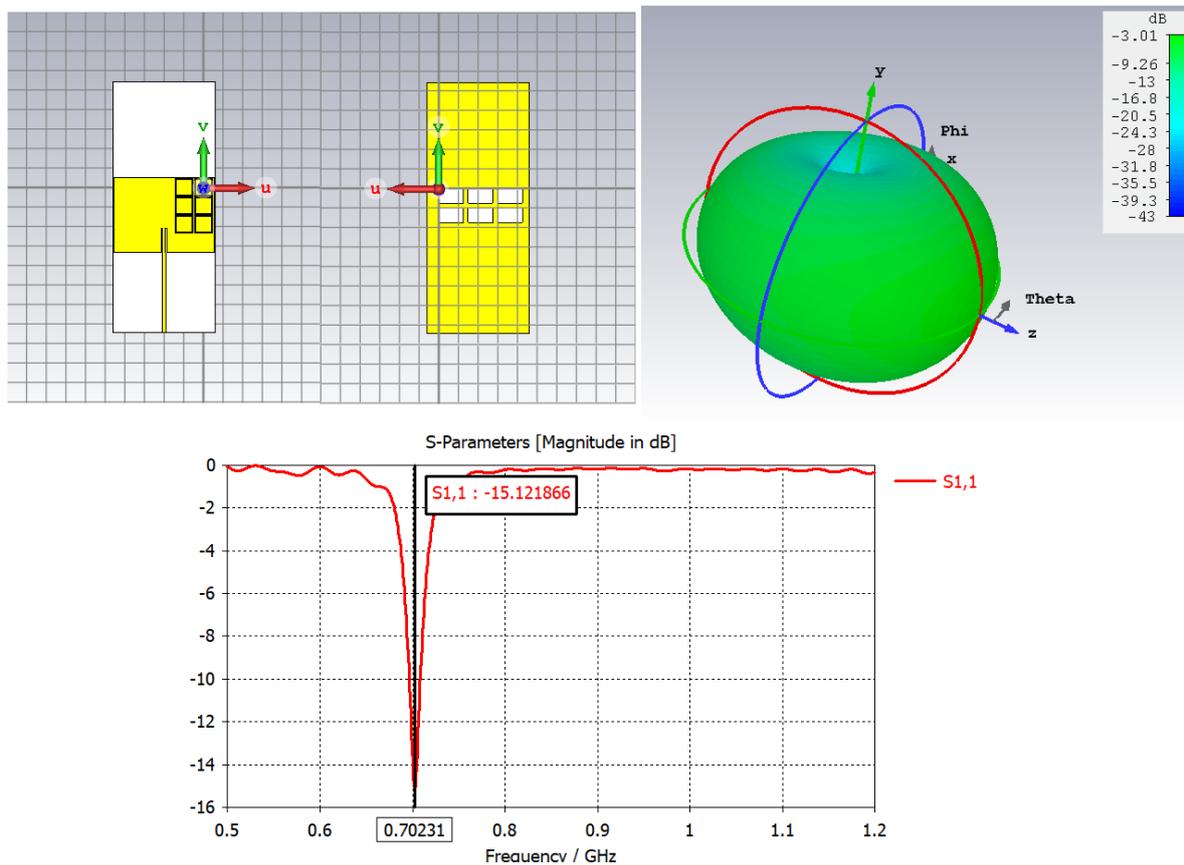
h- 4CSRR a 3 anneaux miniaturise et 4 fente rectangulaire sur pm



i- 4CSRR a 3 anneaux.



j- 6 CSRR à 3 anneaux avec 4 fentes circulaires dans pm



k- 6 CSRR a 3 anneaux

Figure III. 25: a, b, c, d, e, f, h, i, j, k Différentes antennes et position des CSRR a 3 anneaux sur patch avant adaptation

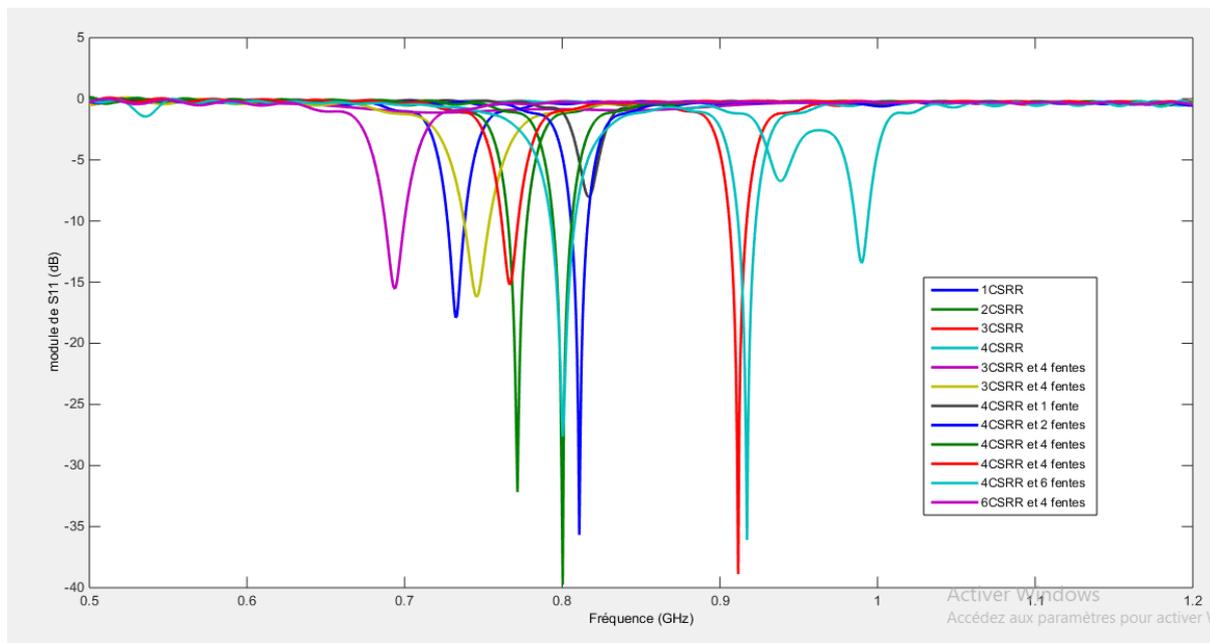


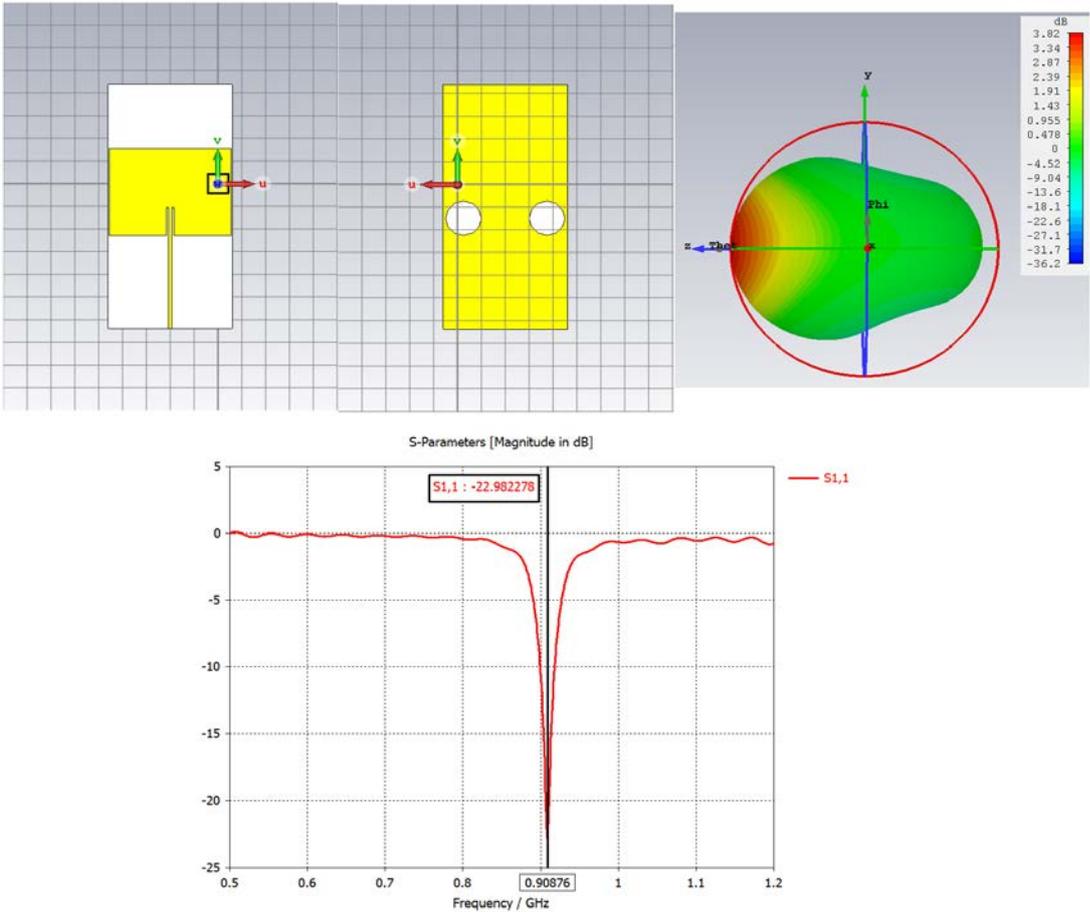
Figure III. 26: Coefficients de réflexion des différentes antennes avant adaptation

III.6.2.2 Miniaturiser après adaptations

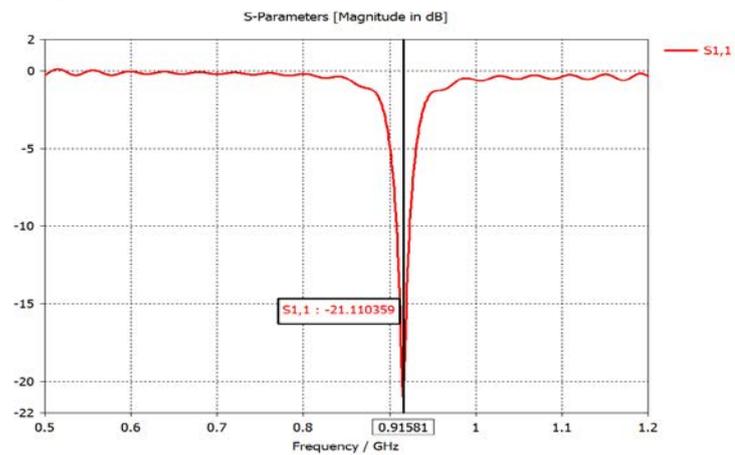
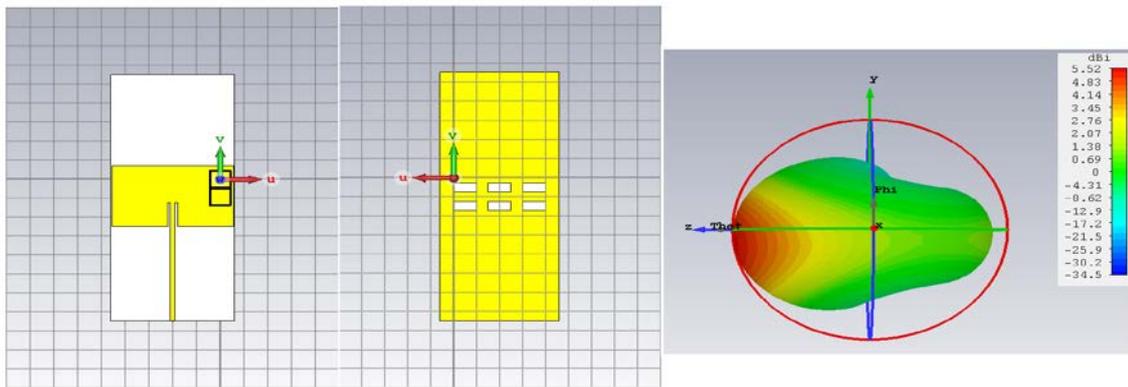
Cellules	Fréquences (GHz)	S11 (dB)	Rendement (%)	BP (GHz)	Lp (mm)	Lg (mm)	Gain (dB)	Directivité (dBi)	Taux de miniaturisation
1 CSRR a 3 anneaux	0.90	-22.98	4.22	0.038	77	215.3	3.77	5.22	0%
2 CSRR a 3 anneaux avec 6 fente rectangulaire sur PM	0.90	-21.10	3.88	0.035	63.6	260	3.6	5.54	17.40%
3 CSRR a 3 anneaux et 1 sur 4 fentes sur PM	0.91	-20.37	3.95	0.036	77	240	5.14	5.91	0%
6 CSRR a 3 anneaux avec 4 fentes circulaires dans PM	0.94	-28.60	3.08	0.029	77	260	-0.34	4.71	0%

Tableau III. 5: Résultats de simulations après adaptation.

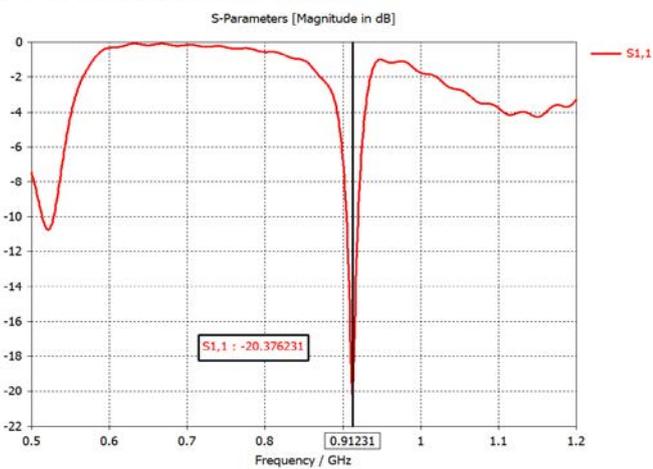
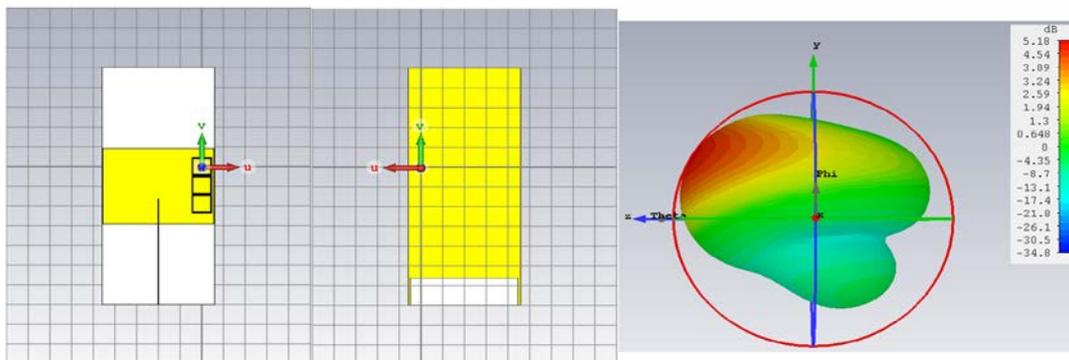
D'après les résultats du tableau (III.5), on constate que le meilleur résultat obtenu est celui de l'antenne patch à 3CSSR a3 anneaux et 1 sur 4 fentes sur PM, on a obtenu un coefficient de réflexion S11= -20.37dB a la fréquence de résonnance 0.91GHz.



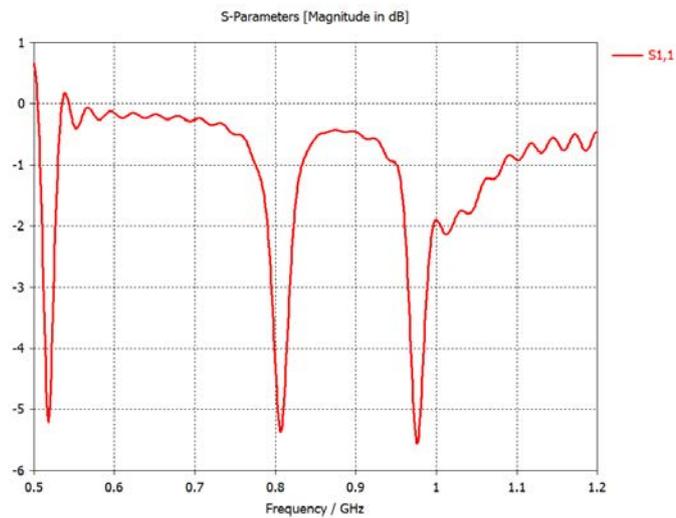
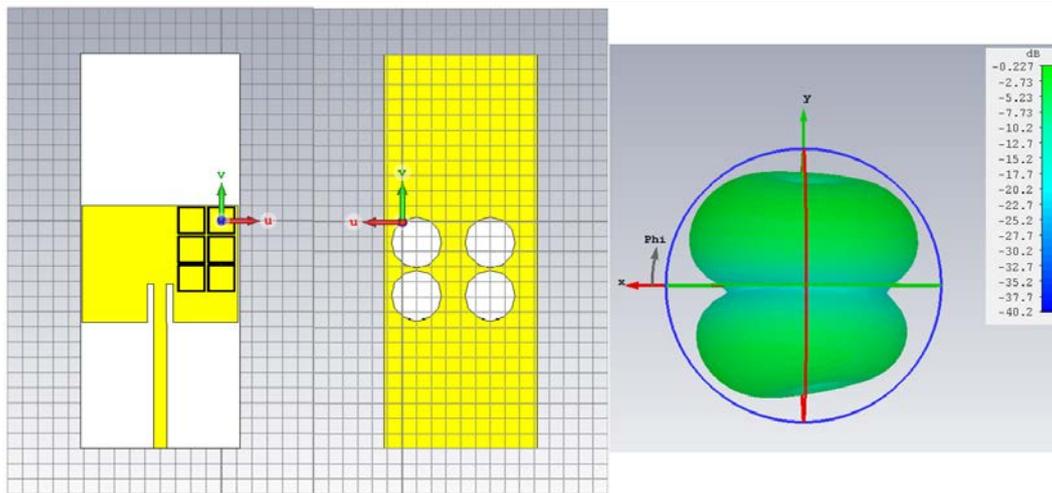
a- 1 CSRR a 3 anneaux miniaturise



**b- 2 CSRR a 3 anneaux.**



**c- 3 CSRR a 3 anneaux et 1sur4 fentes sur pm miniaturise**



d- 6 CSRR a 3 anneaux avec 4 fentes circulaires dans pm miniaturise

Figure III. 27: Antennes à 3 anneaux après adaptation.

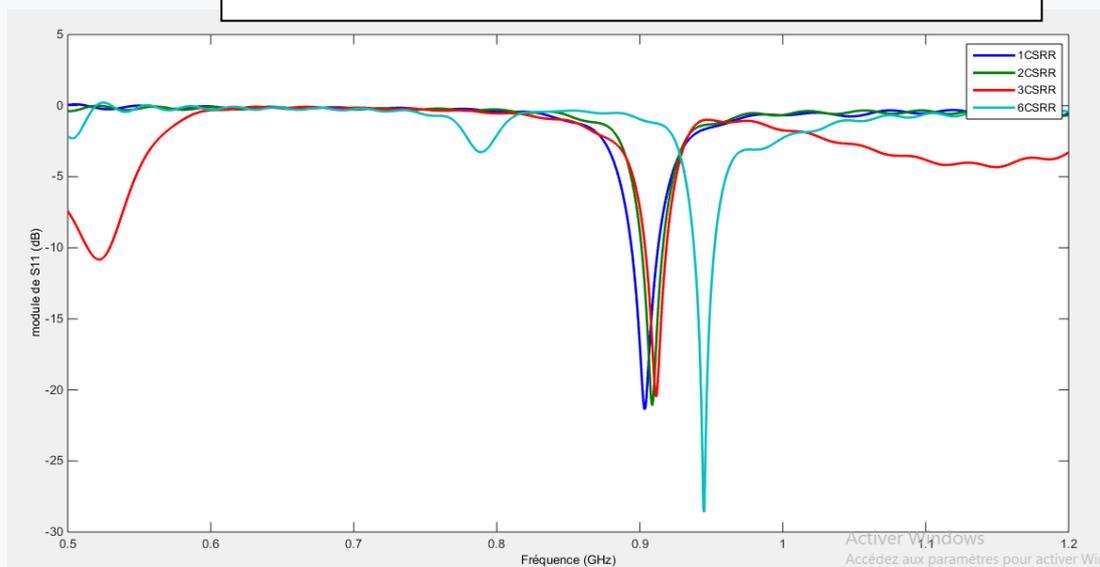


Figure III. 28: Coefficients de réflexion des différentes antennes après adaptation.

En effet, les différents cas étudiés de l'antenne résonnent pour la plupart des cas à 0.9GHz. Les meilleures optimisations pour les différentes positions sont obtenues par la miniaturisation des antennes patch suivant la relation :

$$\text{Taux de miniaturisation} = \frac{S-S'}{S} \times 100$$

Avec  $S \Rightarrow$  patch initial =  $L_p \times W_p$

$S' = W'_p \times L'_p$  Après l'adaptation

- 1 CSRR a 3 anneaux: le taux de miniaturisation est 0% et une efficacité de 0%.
- 2 CSRR a 3 anneaux avec 6 fente rectangulaire sur PM : le taux de miniaturisation est 17.40% avec une efficacité de 64.98%
- 3 CSRR a 3 anneaux et 1 sur 4 fentes sur PM: le taux de miniaturisation est 0% et une efficacité de 0%.
- 6 CSRR a 3 anneaux avec 4 fentes circulaires dans PM: un taux de miniaturisation de 0% et une efficacité de 0%.

**Remarque :** quand on a fait l'adaptation des antennes chargé par les cellules CSRR pour qu'ils résonnent à la fréquence 0.9GHz on a effectué des modifications sur les paramètres du plan de masse et la ligne d'alimentation, ces modifications ont parfois réduit ou augmenter la taille de ces derniers, ce qui explique le taux mentionné est nul représenté dans les résultats

### III.7 Conclusion

Ce travail nous a permis d'apprendre à utiliser un outil de modélisation numérique pour micro onde. Il a été possible de modéliser une antenne patch à l'aide d'un outil informatique spécialisé, dans ce cas l'outil est Microwave Studio (CST). Cette la modélisation nous a permis d'étudier l'influence de divers paramètres sur le diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

Dans la première partie, nous avons présenté une antenne patch rectangulaire multicouche pour les applications de téléphonie mobile Dans la deuxième partie, les différentes structures présentées sont configurées pour avoir Réponse en fréquence de résonance de 0,9 GHz. Nous avons d'abord présenté le résonateurs à activité magnétique RAF carrés (SRR) et RAF-C (CSRR), pour vérifier son fonctionnement à cette fréquence.

Dans la troisième partie, nous avons présenté de nouveaux modèles d'antennes basés sur l'association d'antennes patch avec des résonateurs méta matériaux de type CSRR. De nouveau des modèles d'antennes ont ensuite été développés sur le CST suivant une approche méthodologique proposée. Ces modèles varient selon le nombre et la position Résonateurs CSRR que ce soit sur patch ou sur le plan de masse.

Nous avant ensuite créé des fentes rectangulaires et circulaire dans les cellules par rapport à l'antenne, au plan de masse et en même temps sur le patch. Les résultats des mesures et simulations obtenus confirment l'obtention d'un comportement passe-bande autour de la fréquence de résonance de 0.9 GHz de l'antenne et de la cellule CSRR. Les résultats de la simulation après modification de certains paramètres sont concordants. L'antenne conçue et proposée a un coefficient de réflexion S11 qui résonne à la fréquence 0,9 GHz. Par conséquent, il peut être utilisé pour les applications GSM.

Cependant, cette étude a été réalisée avec une charge CSRR dans différentes positions. La position et le nombre de cellules CSRR joue donc un rôle important dans la miniaturisation et le comportement de l'antenne résonnante.

Dans ce chapitre nous avons simulé une antenne patch puis nous avons assigné des cellules méta matériaux pour voir l'impact de ceux-ci sur le comportement de l'antenne.

Le but de ce travail est de miniaturiser des antennes patch en utilisant Cellules CSRR (2 anneaux et 3 anneaux) intégrées sur le patch ou sur le plan de masse. La technologie de miniaturisation d'antenne permet pour minimiser le coût et aussi le gain d'espace de travail où les matériaux et surfaces à utiliser.

---

# **Conclusion générale et perspectives**

---

Le domaine des télécommunications a connu des progrès technologiques au fil des ans. ces dernières années grâce à une forte demande de la population et de l'industrie. De applications dans ce domaine qui ont attiré plus d'attention - sont les antennes. Elles sont éléments essentiels pour assurer une opération d'émission ou de réception d'ondes électromagnétique dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace..Elles sont présentées dans tous les systèmes de communication sans fil.

L'objectif de ce travail est la conception d'une antenne patch de forme rectangulaire permettant d'émettre ou de recevoir à une seule fréquence de 0,9 GHz. Ainsi que le travail de ce mémoire consistait à explorer théoriquement des techniques de miniaturisation basées sur l'utilisation de méta matériaux. L'objectif principal était de proposer des structures d'antennes patch à base de méta matériaux répondant aux exigences de la miniaturisation

Afin d'analyser et d'étudier ces structures, un logiciel de simulation CST est utilisé. En fonction de chaque paramètre de conception, nous analysons le comportement de notre antenne par simulation. Le coefficient de réflexion étant un graphe fonction de la fréquence et du diagramme de rayonnement, la recherche expérimentale permet d'observer les résultats obtenus en pratique. La première partie du premier chapitre donne une introduction panoramique à l'antenne, et la deuxième partie présente principalement la technologie GSM. Ensuite, dans le deuxième chapitre, nous avons décrit de manière générale les matériaux composites artificiels que nous appelons méta matériaux. En fait, nous avons présenté les étapes pour réaliser des méta matériaux doubles négatifs, de la recherche théorique à la réalisation pratique. Ces matériaux sont superposés d'un milieu à perméabilité négative et d'un milieu à permittivité négative, qui sont respectivement le résonateur à anneau fendu (SRR) et la tige métallique proposés par Pendry. Ensuite, nous avons listé quelques applications des méta matériaux, principalement leurs applications dans les antennes micro ruban. Nous fournissons également quelques exemples de la littérature sur l'application de méta matériaux et la réalisation de méta matériaux accordables. Dans le chapitre 3, nous avons introduit les résultats de simulation de l'antenne patch rectangulaire proposée et simulée sous CST, ainsi que les résultats de simulation des paramètres effectifs des résonateurs carrés SRR et carré CSRR. L'étude de ces résonateurs nous permet de choisir le résonateur le plus adapté à une application donnée. Dans ce chapitre, nous introduisons également un ensemble de travaux de conception sur un nouveau type de structure d'antenne à base de méta matériaux (CSRR). Puis à travers notre étude paramétrique, nous avons vérifié l'influence de la position de l'unité CSRR sur l'antenne et l'influence des paramètres géométriques de ces antennes sur ses

performances. L'antenne proposée est une antenne micro ruban dont le patch est chargé par une structure à base de méta matériau (CSRR) et est conçu pour résonner à la fréquence choisie par nos recherches. Dans ce cas, l'unité peut modifier la fréquence de résonance et même les paramètres géométriques du patch structurel, générant ainsi une nouvelle fréquence de résonance ou une nouvelle structure de l'antenne. Avec les caractéristiques extraordinaires de la structure (CSRR), les antennes à base de méta matériaux ont été améliorées et miniaturisées. En général, les résultats de recherche de cet mémoire ont contribué à la conception d'antennes micro ruban miniaturisées basées sur des méta matériaux. Ces structures conviennent à une variété d'applications, telles que GSM. La comparaison de nos résultats de simulation avec les résultats publiés dans la littérature en termes de taille et de performances montre que la structure proposée permet de répondre aux exigences des systèmes de communication modernes. Cependant, il existe d'autres fonctions conçues qui n'ont pas encore été développées, comme la possibilité de changer en continu la bande passante de l'antenne autour de la fréquence centrale, de la bande très étroite à la bande ultra-large. Si ce dernier est accordable, nous obtiendrons une antenne au comportement extrêmement flexible, ce qui convient très bien aux futures méthodes de communication. Dans la perspective de travaux futurs, nous essaierons d'appliquer des méta matériaux pour contrôler de manière appropriée les caractéristiques de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire, telles que le gain, la directivité et le diagramme de rayonnement. D'autre part, nous essaierons de proposer un nouveau système miniaturisé à base de méta matériaux. Parce que nous prévoyons de concevoir d'autres types d'antennes "patch" planaires avec différents modèles géométriques dans des méta matériaux de batterie CSRR complémentaires, et d'étendre la bande passante de différentes fréquences de résonance pour cibler différentes applications dans le domaine des télécommunications.