



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Ziane Achour de Djelfa  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Laboratoire de Recherche en **Dispositifs Micro-ondes** et **Matériaux** pour  
les **Energies Renouvelables –DIMMER–**



Référence : ...../BC/2014

المرجع: .....م/م/2014

# Mémoire

Présenté au Laboratoire de Recherche DIMMER  
en vue de l'obtention du titre de

## Magister

en Micro-ondes

### Option

Communication

### Spécialité

Electronique

Par

Mr. SOUIKEUR Abderrahmane

## Thème

# Contribution à la modélisation des antennes multifonction à métamatériaux

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

Devant le jury composé de :

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

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail,*

*À mes parents,*

*À toute ma famille.*

## Remerciements

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

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

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

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

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

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

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



## ملخص

مذكرة الماجستير هذه تعرض تحليلا و تصميميا لهوائيات متعددة الوظائف من تكنولوجيا ميكروشريط (Microstrip) مبنية على هياكل من الميترييال من نوع اليد اليسرى (LHM).

هذه التقنية تسمح بتطوير هوائيات مطبوعة ذات مميزات مثيرة للاهتمام مثل تعدد التردد (عمليات متوافقة على عدة نطاقات التردد) و تعدد الوظائف (تعدد أنماط الإشعاع). و علاوة على ذلك، يتم تحقيق الادمج و الحفاظ على المزايا الجوهرية للهوائيات المطبوعة التقليدية (خفة الوزن و انخفاض التكلفة،...).

بعد إعطاء لمحة عامة عن الهوائيات المسطحة و آلية عملها و كذلك هياكل الميترييال، قمنا بنمذجة خطوط الإتصال بنوعها اليد اليسرى و اليد اليمنى.

بعد ذلك، و صفنا عملية تصميم هوائي رقعي مبني على هيكل من الميترييال من نوع اليد اليسرى (LHM) باستعمال CST-MWS 2012 الذي تبعته دراسة تركيبية لاستخراج المعاملات التي تؤثر على خصائصها الكهرومغناطيسية.

أخيرا، قدمنا و علقنا و فسرنا نتائج المحاكاة المتحصل عليها و التي أثبتت فعالية الهوائي المصمم.

**كلمات مفتاحية:** هوائي رقعي، ميتامتريال يد يسرى، متعدد التردد، متعدد الوظائف، نمذجة، محاكات، تصميم، برنامج CST MWS.

## Résumé

Ce mémoire de magister présente une conception et analyse des antennes multifonction en technologie microruban à base des métamatériaux de type main gauche (Left Hand Metamaterials: LHM).

Cette technique permet de développer des antennes imprimées avec des caractéristiques intéressantes telles que multifréquence (opération simultanée sur plusieurs bandes de fréquences) et la multifonctionnalité (formes diverses de rayonnement). En outre, la compacité est également atteinte et les principaux avantages des antennes classiques imprimés (poids léger, profil bas, faible coût, ...) sont maintenus.

Après avoir donné un aperçu sur les antennes planaires, le mécanisme de leur fonctionnement et sur les métamatériaux, nous avons modélisé les lignes de transmission mains gauche et droite.

Ensuite, nous avons décrit la démarche de conception d'une antenne patch à base de métamatériaux main gauche dans l'environnement CST-MWS 2012 (Computer Simulation Technology - MicroWave Studio, version 2012) qui a été suivie par une étude de synthèse pour extraire les différents paramètres influant sur ses caractéristiques électromagnétique.

Enfin, nous avons présenté, commenté et interprété les résultats de simulation obtenus qui ont prouvé l'efficacité de l'antenne conçue.

**Mots Clés :** Antenne patch, métamatériaux main gauche, multifréquence, multifonction, modélisation, simulation, conception, CST MWS.

## Abstract

This work of Magister provides an analysis and design of multifunction microstrip antennas based on left hand metamaterials (LHM).

This technique allows developing printed antennas with attractive features such as multifrequency (simultaneous operation on multiple bands) and multifunction (various forms of radiation). In addition, the compactness is achieved and the main advantages of conventional printed antennas (light weight, low profile, low cost, ...) are maintained.

After giving an overview of planar antennas, the mechanism of their functioning and metamaterials, we have modeled the left and right hands transmission lines.

Then, we have described the design process of a patch antenna deposited on a left hand metamaterial substrate using CST-MWS 2012 (Computer Simulation Technology - MicroWave Studio, version 2012), which was followed by a synthesis study to extract the different parameters affecting its electromagnetic characteristics.

Finally, we have presented, commented and interpreted the simulation results that have proved the effectiveness of the designed antenna.

**Keywords:** Patch antenna, metamaterial left hand, multifrequency, multifunction, modeling, simulation, design, CST MWS.

# Sommaire

DÉDICACES .....	II
REMERCIEMENTS .....	III
<b>RÉSUMÉ .....</b>	<b>VI</b>
ABSTRACT .....	VII
SOMMAIRE .....	VIII
LISTE DES FIGURES .....	X
LISTES DES ACRONYMES ET SYMBOLES .....	XII

## **INTRODUCTION GÉNÉRALE .....**

**1**

### **Chapitre 1: Généralités sur les antennes et les structures métamatériaux**

1. Introduction .....	3
2. Antenne imprimée.....	3
2.1. MÉCANISMES DE RAYONNEMENT.....	4
2.2. AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS.....	5
2.3. TECHNIQUES D'ALIMENTATION .....	6
2.3.1. Ligne à microruban .....	6
2.3.2. Sonde coaxiale .....	7
2.3.3. Fente .....	8
2.3.4. Guide d'ondes coplanaire .....	9
2.3.5. Ligne couplée .....	10
3. Métamatériaux .....	11
3.1. ORIGINE ET DÉVELOPPEMENT DES MÉTAMATÉRIAUX .....	11
3.2. PRINCIPES ET PROPRIÉTÉS .....	11
3.2.1. Propriétés générales d'un matériau à indice négatif .....	11
3.2.2. Métal dilué .....	13
3.2.3. Résonateurs circulaires coupés .....	14
3.2.4. Réseau composite .....	16
4. Conclusion .....	16

### **Chapitre 2 : Modélisation des antennes par la méthode de ligne de transmission**

1. Introduction .....	17
2. Synthèse d'une ligne main gauche .....	17
2.1. CALCUL DES VITESSES DE PHASE ET DE GROUPE .....	20
2.2. LIGNE MAIN DROITE (RH) .....	20
2.3. LIGNE PUREMENT MAIN GAUCHE (LH) .....	22
2.4. LIGNE COMPENSÉE RH-LH .....	24
2.5. LIGNE ÉQUILBRÉE .....	26
3. Conclusion .....	26



### **Chapitre 3 : Modélisation d'une antenne microruban par CST-MWS**

1. Introduction .....	27
2. Sélection de modèle .....	27
3. Conception du substrat .....	28
4. Conception du plan de masse .....	30
5. Conception du patch .....	31
6. Définition de l'alimentation .....	31
7. Définition du port de guide d'ondes .....	33
8. Définition de la gamme de fréquence .....	35
9. Configuration des conditions aux limites .....	36
10. Choix du type des résultats .....	36
11. Définition des paramètres du solveur et lancement du calcul .....	37
12. Conclusion .....	38

### **Chapitre 4 : Résultats de simulation**

1. Introduction .....	39
2. Modélisation de l'antenne .....	39
3. Effet du diélectrique .....	45
4. Effet des Caractéristiques géométriques .....	47
4.1. EFFET DE L'ÉPAISSEUR DU SUBSTRAT .....	47
4.2. EFFET DES DIMENSIONS DU PATCH .....	48
4.3. EFFET DE LA LARGEUR DES CELLULES LH .....	49
4.4. EFFET DE LA LONGUEUR DES CELLULES LH .....	50
4.5. EFFET DES ESPACEMENTS .....	51
4.6. INFLUENCE DE LA POSITION DU POINT D'EXCITATION .....	52
4.7. EFFET DU DIAMÈTRE DU POINT D'EXCITATION .....	54
4.8. EFFET DU DIAMÈTRE DES VIAS .....	55

### **CONCLUSION GÉNÉRALE .....**

**56**

### **BIBLIOGRAPHIE .....**

**57**

## Liste des figures

Fig. 1.1.	Antenne microruban .....	3
Fig. 1.2.	Distribution de charge et densité de courant dans l'antenne .....	4
Fig. 1.3.	Distribution de la composante verticale du champ électrique dans l'antenne .....	4
Fig. 1.4.	Représentation des champs marginaux .....	5
Fig. 1.5.	Alimentation par ligne microruban .....	6
Fig. 1.6.	Alimentation par sonde coaxiale .....	7
Fig. 1.7.	Alimentation par ligne microruban et fente .....	8
Fig. 1.8.	Alimentation par guide d'ondes coplanaire .....	9
Fig. 1.9.	Alimentation par ligne couplée .....	10
Fig. 1.10.	Exemples de métamatériaux tridimensionnels .....	12
Fig. 1.11.	Réfraction d'une onde à l'interface entre deux milieux d'indices positif et négatif .....	13
Fig. 1.12.	Perméabilité effective des résonateurs circulaires coupés .....	15
Fig. 2.1.	Ligne de transmission modifiée .....	17
Fig. 2.2.	Circuit équivalent d'une ligne de transmission sans pertes modifiée .....	18
Fig. 2.3.	Circuit d'une ligne main droite .....	20
Fig. 2.4.	Variation de la constante de phase d'une ligne RH en fonction de la fréquence .....	22
Fig. 2.5.	Circuit d'une ligne main gauche .....	22
Fig. 2.6.	Variation des vitesses $V_g$ et $V_{ph}$ en fonction de la fréquence .....	23
Fig. 2.7.	Variation de la constante de phase en fonction de la fréquence .....	24
Fig. 2.8.	Diagramme de dispersion de la ligne compensée .....	24
Fig. 2.9.	Dispersion des lignes main gauche et de transmission normale .....	25
Fig. 2.10.	Courbe de dispersion d'une ligne équilibrée .....	26
Fig. 3.1.	Menu de modèles et leurs descriptions .....	28
Fig. 3.2.	Boîte de dialogue des coordonnées .....	29
Fig. 3.3.	Boîte de dialogue Brick du substrat .....	29
Fig. 3.4.	Boîte de dialogue Brick du plan de masse .....	30

Fig. 3.5.	Boîte de dialogue Brick du patch .....	31
Fig. 3.6.	Dialogue de transformation du système de coordonnées locales .....	32
Fig. 3.7.	Dialogue de conception d'un cylindre .....	32
Fig. 3.8.	Dialogue de configuration d'intersection .....	33
Fig. 3.9.	Sélection de "Pick Face" dans MWS .....	33
Fig. 3.10.	Configuration du port .....	35
Fig. 3.11.	Définition de la plage de fréquence des simulations .....	35
Fig. 3.12.	Définition des conditions aux limites .....	36
Fig. 3.13.	Choix du type des résultats à afficher .....	37
Fig. 3.14.	Définition des paramètres du solveur .....	38
Fig. 4.1.	Antenne conçue à patch rempli de cellules LH .....	40
Fig. 4.2.	Distributions du champ électrique de l'antenne conçue .....	41
Fig. 4.3.	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence .....	42
Fig. 4.4.	Diagrammes de rayonnement de l'antenne patch conçue .....	43
Fig. 4.5.	Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne conçue .....	45
Fig. 4.6.	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence .....	46
Fig. 4.7.	Effet de l'épaisseur du substrat du diélectrique sur l'antenne .....	47
Fig. 4.8.	Effet des dimensions du patch sur le rayonnement de l'antenne .....	48
Fig. 4.9.	Effet de la largeur de cellules LH sur l'antenne conçue .....	49
Fig. 4.10.	Effet de la longueur des cellules LH sur l'antenne conçue .....	50
Fig. 4.11.	Effet des espacements $g_c$ et $g_p$ sur l'antenne conçue .....	51
Fig. 4.12.	Influence de la position du point d'excitation sur l'antenne conçue .....	53
Fig. 4.13.	Influence du diamètre de la probe d'excitation sur l'antenne conçue .....	54
Fig. 4.14.	Influence du diamètre des vias sur l'antenne conçue .....	55

## Listes des acronymes et symboles

- **Acronymes**

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

- **Symboles**

$\epsilon_0$	Permittivité électrique du vide
$\mu_0$	Perméabilité magnétique du vide
$c$	Vitesse de la lumière dans le vide
$\lambda$	Longueur d'onde
$k$	Vecteur d'onde
$E$	Vecteur champ électrique
$H$	Vecteur champ magnétique
$J$	Courant surfacique
$R$	Résistance
$L$	Inductance
$C$	Capacité
$Z$	impédance

## Introduction générale

Durant ces dernières années, les systèmes sans-fil ont réalisé une grande popularité et pénétration dans la société. Les systèmes cellulaires, les systèmes de positionnement (GPS, Galileo), les réseaux de zone personnelle (Bluetooth) et les réseaux locaux sans-fil (WiFi) sont de bons exemples. Cela a rendu les dispositifs d'utilisateurs, conçus pour assurer deux ou plus de ces services, très communs de nos jours.

Du point de vue de l'ingénierie des antennes, les éléments rayonnants pour ces terminaux exigent des performances exceptionnelles. La première de ces dernières est bien la multifréquence, qui signifie que les antennes doivent fonctionner dans deux ou plus bandes arbitraires simultanément. Une autre performance chalangeuse est la multifonctionnalité, parce que dans certains cas on exige pour chaque bande de fonctionnement des caractéristiques différentes telles que la polarisation ou le diagramme de rayonnement.

En plus, toutes ces antennes doivent être de tailles réduites pour les intégrer dans des dispositifs, portables et compacts, attractifs pour les utilisateurs. En outre, l'utilisation des technologies économiques (à bas prix) est cruciale pour la production en masse. Toutes ces exigences ne peuvent pas être facilement achevées par des approches conventionnelles. Pour cette raison, de nouvelles technologies telles que celles basées sur les structures à métamatériaux (mains gauche et droite) ont été proposées pour remplir toutes ces exigences.

Ce mémoire de magister est consacré à la conception d'une antenne en technologie microruban dont l'élément rayonnant est un patch de forme rectangulaire rempli de structures à métamatériaux main gauche (LHM).

Nous avons utilisé un modèle simple de cette antenne, basé sur la méthode de la ligne de transmission, pour démontrer ses deux performances multifréquence et multifonction.

Le présent mémoire s'articule autour de quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre présente des généralités sur les antennes, à savoir les antennes patch et multifréquence, en plus d'un bref rappel sur les métamatériaux.

Le second chapitre donne une étude détaillée sur les lignes mains gauche et droite.

Le troisième chapitre décrit la démarche adoptée pour la conception du modèle de l'antenne sur laquelle on fait l'étude en utilisant le simulateur CST-MWS 2012 (Computer Simulation Technology - MicroWave Studio, version 2012).

Le quatrième chapitre présente les résultats de simulation de notre antenne conçue. En plus, une étude de synthèse a été menée pour extraire l'effet des différents paramètres caractérisant notre structure antennaire (géométriques et physique).

Enfin, on termine par une conclusion générale et des perspectives.

# Chapitre 1

## Généralités sur les antennes et les structures métamatériaux

### 1. Introduction

L'antenne est un dispositif qui peut transformer un courant électrique en une onde électromagnétique (dans le cas d'émission) et inversement (dans le cas de réception).

Si cette antenne peut fournir, simultanément, deux faisceaux ou plus dans deux fréquences différentes ou plus et dans la même direction, elle s'appelle antenne multifréquence [1-6]. On utilise généralement des réflecteurs paraboliques dans ces applications, lesquels sont peu sensibles à la fréquence. La difficulté va se trouver dans la conception de la source primaire qui doit fonctionner (en général) dans les deux bandes de fréquence et dans le duplexeur qui doit découpler sévèrement la voie réception de la voie émission [7-9].

Dans ce chapitre nous donnons un aperçu sur les antennes imprimées et les techniques de leur alimentation. Une description détaillée des structures métamatériaux est aussi rapportée.

### 2. Antenne imprimée

Une antenne imprimée est généralement constituée d'un plan de masse, d'une ou de plusieurs couches de substrat qui peuvent avoir des permittivités relatives  $\epsilon_r$  égales ou différentes [10-17]. Sur la surface, on a un élément rayonnant de géométrie quelconque (rectangulaire, circulaire, ...) comme l'illustre la figure 1.1.

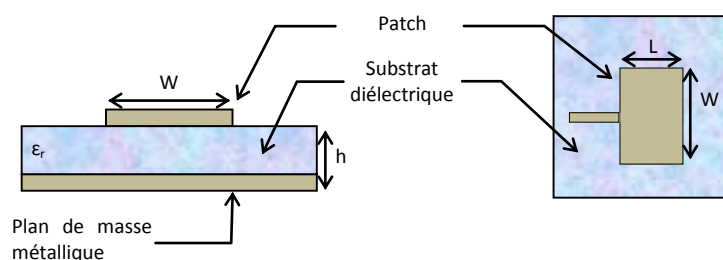


Fig. 1.1. Antenne microruban.

Il existe plusieurs mécanismes d'excitations qui permettent d'avoir des diagrammes de rayonnements en polarisations linéaires ou circulaires [18,19].

## 2.1. Mécanismes de rayonnement

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne imprimée se comprend aisément à partir de sa forme géométrique.

Considérons une antenne rectangulaire microruban alimentée par sonde, fonctionnant en mode de transmission. L'antenne est conduite avec une tension entre la sonde d'alimentation et le plan de masse. Ceci excite un courant sur le patch (une distribution de charge va s'établir à l'interface substrat/plan de masse sur et sous l'élément rayonnant) et crée un champ électrique vertical entre le patch et le plan de masse comme le montre la figure 1.2. Ainsi, les composantes du champ électrique parallèles au plan de masse doivent être très petites dans tout le substrat (fig. 1.3) [18,20].

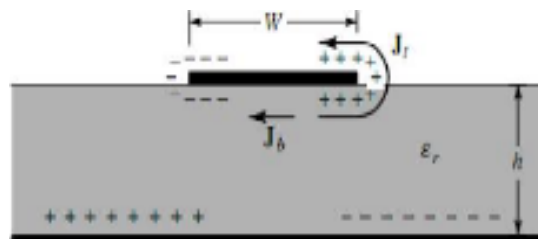


Fig. 1.2. Distribution de charge et densité de courant dans l'antenne.

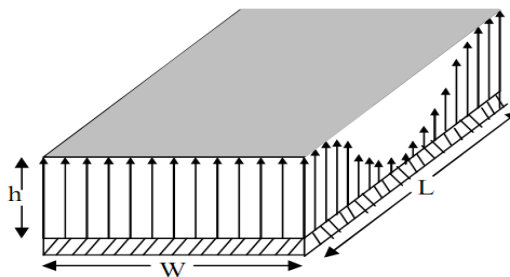


Fig. 1.3. Distribution de la composante verticale du champ électrique dans l'antenne.

Près des bords, le champ n'est pas entièrement inclus. Cela aboutit aux champs marginaux, qui sont à leur tour la source du rayonnement. La plaque rayonnante (patch) résonne quand sa longueur est proche de  $(\lambda/2)$ , menant le courant et le champ à des amplitudes relativement élevées (fig. 1.4).



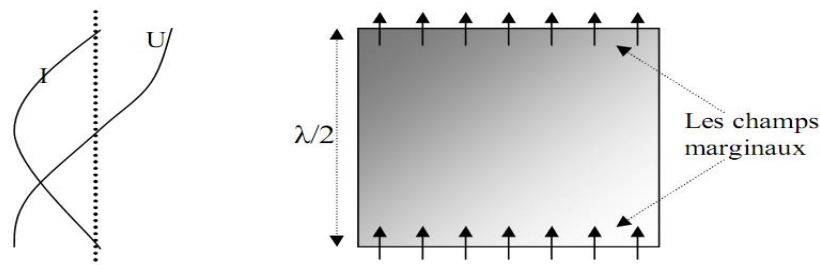


Fig. 1.4. Représentation des champs marginaux.

## 2.2. Avantages et inconvénients

Actuellement, les antennes microruban sont largement utilisées. Leurs applications couvrent un large domaine de fréquence allant de 100MHz jusqu'à 100GHz. Leur configuration et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile,...) [21-28].

Parmi les avantages de ces d'antennes, on peut citer :

- profil plat,
- faible poids,
- volume réduit,
- conformabilité et la possibilité d'intégration des circuits micro-ondes au niveau des antennes,
- simplicité de leurs structures,
- faible coût de fabrication donc la production en grandes quantités devient facile,
- plusieurs éléments radiants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec d'autres circuits imprimés (déphaseurs, commutateurs).

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- faible bande passante (1 à 5 %), le facteur de qualité va d'environ 50 jusqu'à 75,
- faible puissance,
- faible gain.

### 2.3. Techniques d'alimentation

L'un des problèmes du fonctionnement des antennes imprimées réside aussi dans la réalisation d'une alimentation de qualité. L'excitation par guides d'ondes rectangulaires ou cylindriques est généralement écartée. Bien que l'alimentation coaxiale soit fréquente, on utilise de préférence des lignes imprimées, notamment dans le cas où plusieurs éléments doivent être alimentés. Dans les exemples ci-après, il s'agit toujours d'alimenter une antenne rectangulaire excitée sur son mode fondamental  $TM_{01}$ , c'est-à-dire avec des courants de surface générés selon la direction des  $y$  [3,4].

#### 2.3.1. Ligne à microruban

Cette technique est sûrement la moins coûteuse et la plus aisée (fig. 1.5). L'antenne est considérée comme une charge, identique à l'impédance mesurée sur le bord de l'élément. Elle est connectée à une ligne d'impédance caractéristique fonction de sa largeur, de son hauteur et du matériau diélectrique qui la supporte.

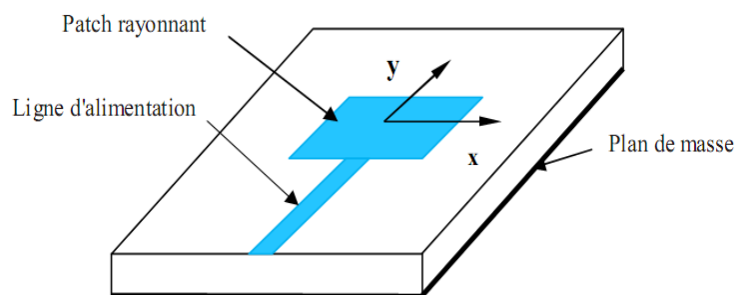


Fig. 1.5. Alimentation par ligne microruban.

Le choix de la ligne d'alimentation peut s'effectuer de la façon suivante : une fois la dimension de l'élément rayonnant choisie, l'impédance en bord est soit mesurée à l'aide d'une ligne d'alimentation d'impédance caractéristique  $50\Omega$ , soit calculée. On détermine ensuite le transformateur d'impédance permettant d'adapter l'antenne au reste du circuit d'alimentation.

Cependant, si ce point d'accès se trouve au bord du patch sur une position centrale, il présente généralement une forte impédance (de  $200$  à  $1000\Omega$ ) qui rend difficile l'adaptation. Le point de contact de la ligne peut alors être déplacé vers l'un des bords du patch afin

d'obtenir une valeur d'impédance plus propice à l'adaptation  $50\Omega$ . Un point d'alimentation d'impédance plus faible peut aussi être obtenu en pénétrant dans l'élément par prolongement de la ligne dans une encoche pratiquée dans le patch. Il faut cependant noter que la position du point d'alimentation détermine aussi le mode excité. Une autre méthode consiste à interrompre la ligne quelques dixièmes de millimètre avant le patch. On introduit ainsi un effet capacitif permettant de compenser une partie imaginaire trop inductive mais aussi d'isoler en régime statique l'antenne, ce qui est intéressant dans le cas d'éléments actifs intégrés et d'une polarisation continue. L'un des inconvénients de cette alimentation apparaît lorsqu'il faut conformer le substrat sur une surface non plane : la forte contrainte mécanique peut parfois générer des microfissures dans la ligne et le substrat. Un autre inconvénient est le rayonnement parasite engendré par la ligne pouvant perturber le rayonnement propre de l'antenne. Une solution consiste à réaliser l'alimentation sous une seconde plaque de substrat et à relier ensuite l'extrémité de la ligne au patch par un conducteur fin. On réalise ainsi une alimentation triplaque, intéressante par sa simplicité et son isolation, mais pouvant cependant provoquer une excitation de modes parallèles dans le cas de substrats épais. Une modélisation possible et simple de l'ensemble ligne/antenne est celle donnée par la méthode des lignes de transmission [3,4,12].

### 2.3.2. Sonde coaxiale

Cette alimentation a l'avantage d'être située à l'arrière de l'élément et d'utiliser une ligne blindée (fig. 1.6). Dans le cas de substrats de faibles épaisseurs, un point d'impédance réelle et quasiment égale à  $50\Omega$  est obtenu pour le mode fondamental, pour une sonde située à environ  $1/3$  de la longueur résonante du patch. Cette valeur permet l'adaptation à la plupart des coaxiaux HF d'impédance caractéristique  $50\Omega$ .

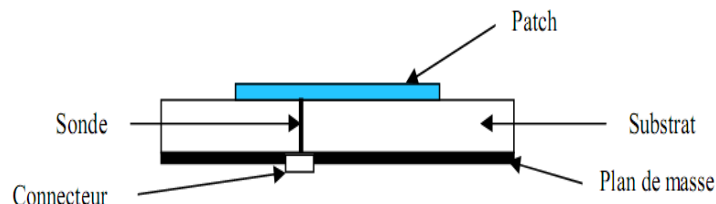


Fig. 1.6. Alimentation par sonde coaxiale.

Par contre, dans le cas de substrats épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde (qui peut aussi sensiblement rayonner) affecte la bande passante. Pour corriger cette partie inductive, certains auteurs ont proposé l'introduction d'un effet capacitif par la réalisation :

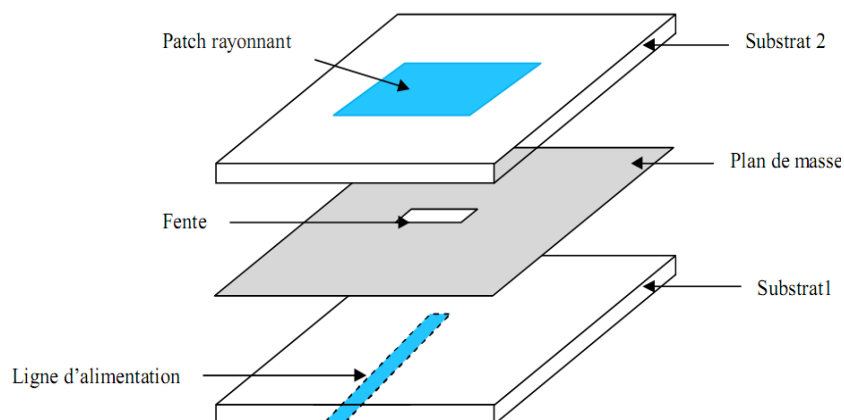
- d'une fente annulaire pratiquée dans le patch autour de la sonde coaxiale,
- d'une pastille terminale connectée à une sonde plus courte, séparée du patch par du diélectrique.

L'utilisation de sondes engendre aussi des problèmes de réalisation tels que le perçage du substrat, la soudure (notamment dans le cas de fréquences élevées), peu de souplesse de conformation des manipulations difficiles des câbles à l'intérieur d'un petit volume. La modélisation par la méthode des lignes de transmission se prête assez bien à ce type d'alimentation, même dans le cas d'une fente annulaire additionnelle [2,3,12].

### 2.3.3. Fente

Dans cette technique, le transfert de puissance de la ligne à l'élément se fait par couplage depuis la ligne à travers une fente, électriquement petite. Cette méthode nécessite un positionnement très précis qui n'est pas toujours facile à obtenir dans le cas de structures conformées ou de petites dimensions.

Cependant, elle permet d'isoler le circuit d'alimentation de l'antenne (fig. 1.7) du point de vue statique. Il n'existe plus de rayonnement parasite dans le demi-espace supérieur du patch, mais un rayonnement arrière apparaît.



**Fig. 1.7. Alimentation par ligne microruban et fente.**

Un accroissement de bande passante peut même être obtenu par couplage entre la résonance du patch et celle de la fente lorsque sa longueur approche de celle du patch. Le rayonnement arrière augmente cependant car la fente se comporte alors à la fois comme un élément rayonnant propre et comme un iris de couplage. Pour supprimer cet inconvénient, on peut disposer sous la ligne microruban une plaque de substrat à face inférieure métallisée, au détriment de la souplesse et du poids de la structure.

L'adaptation de l'antenne à la ligne est aussi un problème classique. Dans le plan de la fente, on peut ramener une charge équivalente à l'ensemble couplé de l'ouverture et du patch. Cette impédance possède une partie réelle que l'on peut ajuster à l'impédance de la ligne en modifiant les dimensions de la fente. La partie imaginaire ramenée peut être corrigée par la longueur de la ligne au-delà de la fente qui agit ainsi comme un stub. Pour des patches sur substrats classiques, cette longueur est généralement de l'ordre de  $\lambda_g/4$ . L'ensemble ligne + fente + patch peut être modélisé par un transformateur équivalent dans la méthode des lignes de transmission [3,4,12] .

#### 2.3.4. Guide d'ondes coplanaire

Le guide d'ondes coplanaire (fig. 1.8) plus couramment désigné par CPW (Coplanar Wave Guide), permet d'avoir sur la même face d'un substrat la ligne d'alimentation et le plan de masse. Cela permet ainsi la connexion d'éléments de type CMS (composant monté en surface), ce qui est particulièrement intéressant dans le cas d'antennes actives ou de réseaux. Le couplage avec le patch se fait de manière capacitive en terminant le CPW par un circuit ouvert qui agit de la même manière qu'une fente. Cette fente peut d'ailleurs être élargie, ce qui permet un degré de liberté supplémentaire ou l'introduction d'un stub CPW.

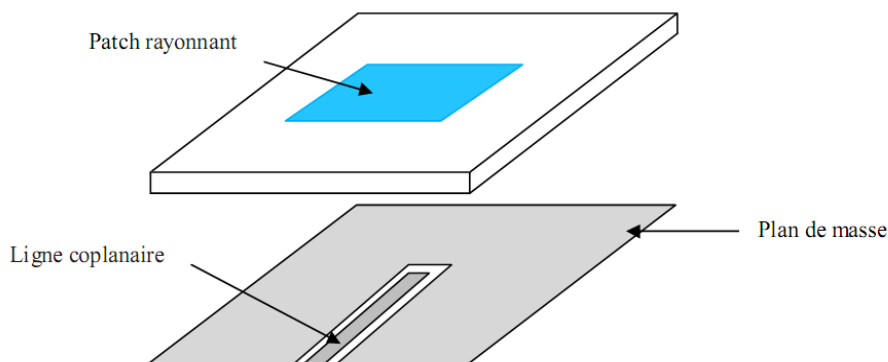


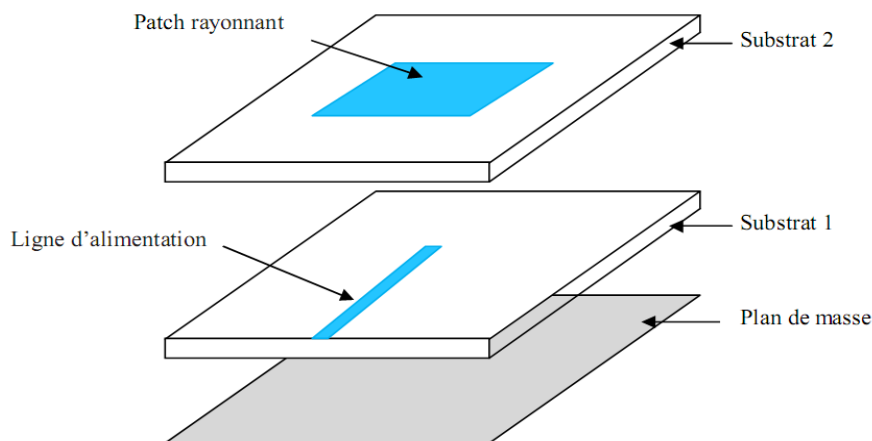
Fig. 1.8. Alimentation par guide d'ondes coplanaire.

Un couplage inductif peut aussi être obtenu au moyen d'une terminaison en court-circuit. Le guide d'ondes coplanaire peut cependant propager simultanément les modes pair et impair. En pratique, seul le mode impair est désiré, mais des dissymétries ou des discontinuités peuvent entraîner la génération et la propagation du mode pair. Des "ponts à airs" sont alors nécessaires pour égaliser les potentiels de part et d'autres du ruban central.

Ces lignes permettent la réalisation d'alimentations souples, particulièrement utiles dans le cas de réseaux à déployer sur des surfaces conformes [2,3,12].

### 2.3.5. Ligne couplée

L'alimentation par couplage de proximité, moins répandue, utilise le couplage direct d'une ligne microruban située entre l'élément et le plan de masse et positionnée entre deux couches de diélectriques (fig. 1.9).



**Fig. 1.9. Alimentation par ligne couplée.**

Le rayonnement de la ligne peut alors être considérablement réduit par l'utilisation d'un substrat inférieur assez fin et de permittivité élevée, alors que le rayonnement de l'élément est privilégié par l'utilisation d'un substrat plus épais et de constante diélectrique faible. L'épaisseur et la permittivité du diélectrique total conditionnant le fonctionnement du patch peuvent être approchées par la somme des épaisseurs et les moyennes pondérées des permittivités diélectriques et des tangentes de pertes.

L'estimation de l'impédance ramenée est légèrement plus complexe que dans les cas précédents. Elle dépend aussi de la position relative de la ligne d'alimentation par rapport au

centre de l'élément. Un cas limite consiste à avoir une épaisseur nulle pour le second substrat et la ligne positionnée dans le plan de l'élément. On passe ainsi d'une alimentation dite "enfouie" (Burried Feed) à une alimentation coplanaire à couplage asymétrique (Asymmetrical Coplanar Feed Line). Ce type d'alimentation peut aussi être approché par un circuit équivalent de type transformateur dans la méthode des lignes de transmission [2,3,12].

### 3. Métamatériaux

Les métamatériaux, comme leur nom l'indique, sont des matériaux artificiels ayant des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels.

"Meta" est un préfixe grec signifiant "au-delà" ou "un niveau au-dessus", comme dans métaphysique ou métalogue. Les métamatériaux sont donc des matériaux ayant des propriétés "au-delà" de ce que l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. Plus précisément, en électromagnétisme et en optique, les métamatériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs comme un indice optique négatif ou un effet Doppler inversé, par exemple.

#### 3.1. Origine et développement des métamatériaux

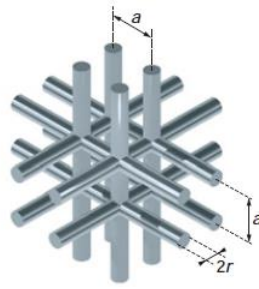
L'appellation "métamatériau" est récente. Elle date de la fin des années 1990 et qualifie différentes classes de matériaux artificiels en électromagnétisme, mais également en optique, en mécanique, thermique, etc. [5,16].

En électromagnétisme, ce nom a été popularisé par les deux articles fondateurs de J. B. Pendry [6,7], qui a introduit de manière théorique les deux classes de matériaux à permittivité négative et perméabilité négative. Il revient à D. R. Smith [8] le mérite d'avoir associé les deux concepts dans un seul matériau à indice négatif testé expérimentalement pour la première fois en 2000.

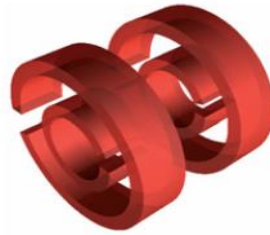
#### 3.2. Principes et propriétés

##### 3.2.1. Propriétés générales d'un matériau à indice négatif

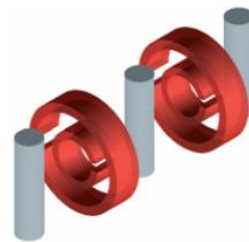
Les métamatériaux que nous considérerons dans la suite sont des structures bipériodiques basées sur l'interaction entre un 1er réseau à perméabilité négative et un 2eme à permittivité négative. La figure 1.10 montre un exemple de métamatériaux tridimensionnels.



(a) réseau de fils métalliques cylindriques.



(b) réseau de résonateurs circulaires coupés.



(c) association des deux réseaux précédents.

**Fig. 1.10. Exemples de métamatériaux tridimensionnels.**

V. G. Veselago [9] a montré théoriquement, dès 1967, qu'un milieu dont la permittivité et la perméabilité étaient simultanément négatives possédait un indice de réfraction négatif. Cet indice négatif provenait des propriétés de réfraction électromagnétique observées à l'interface entre un milieu à indice positif avec une permittivité relative et une perméabilité relative positives ( $\epsilon_{r1} > 0$  et  $\mu_{r1} > 0$ ) et un milieu tel que ( $\epsilon_{r2} < 0$  et  $\mu_{r2} < 0$ ). En effet, lorsque l'on calcule l'indice à partir des paramètres  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$ , deux solutions sont possibles lorsque  $\epsilon_r < 0$  et  $\mu_r < 0$  :

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (1.1)$$



En réalité, si l'on considère la continuité des champs électromagnétiques à l'interface entre les deux milieux, seule la solution  $n = -\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$  est possible (fig. 1.11).

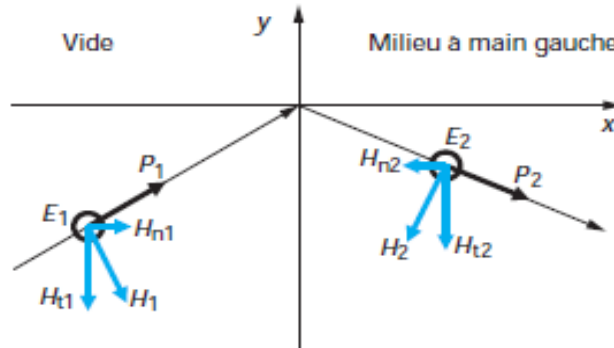


Fig. 1.11. Réfraction d'une onde à l'interface entre deux milieux d'indices positif et négatif.

En effet, à l'interface entre l'air libre (vide) et le milieu où la permittivité et la perméabilité sont négatives, on a une continuité des composantes tangentielle ( $E_t$  et  $H_t$ ) et normale ( $B_n$ ) :

$$\begin{cases} \vec{E}_{t1} = \vec{E}_{t2} \\ \vec{H}_{t1} = \vec{H}_{t2} \\ \vec{B}_{n1} = \vec{B}_{n2} \end{cases} \quad (1.2)$$

Puisque  $\mu_{r2} < 0$ , alors,  $B_{n1} = B_{n2}$  et  $\mu_1 \vec{H}_{n1} = \mu_2 \vec{H}_{n2}$ . Par conséquent,  $H_{n1}$  est de signe opposé à  $H_{n2}$  et la réfraction est négative à l'interface entre les deux milieux. L'indice du milieu où  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  sont négatifs est donc lui aussi négatif.

### 3.2.2. Métal dilué

La figure 1.10.a présente un réseau de fils métalliques continus de rayon  $r$  et de période  $a$ , tel que  $r$  soit faible devant  $a$ . Ce réseau de fils continus présente une transmission nulle dans une bande de fréquence allant de 0Hz à une pulsation plasma  $\omega_p$  dont l'expression fait intervenir les paramètres géométriques du réseau.

En effet, on peut représenter la permittivité électrique du réseau par :

$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + j\chi)} \quad (1.3)$$

avec  $\omega_p$  et  $\chi$  sont les pulsations plasma et de collision.

La pulsation plasma est donnée dans ce modèle par :

$$\omega_p^2 = \frac{ne^2}{\varepsilon_0 m} \quad (1.4)$$

avec  $m$  est la masse effective de l'électron et  $e$  sa charge.

La densité équivalente d'électrons  $n_{eq}$  est donnée par :

$$n_{eq} = \frac{n\pi r^2}{a^2} \quad (1.5)$$

tel que  $n$  est la densité d'électrons dans le fil métallique,  $r$  est rayon du fil et  $a$  le pas qui sépare les fils.

On considère ici un réseau carré. La masse effective des électrons est donnée par :

$$m = \frac{\mu_0 r^2 e^2 n}{2} \ln(a/r) \quad (1.6)$$

La pulsation plasma devient alors :

$$\omega_p^2 = \frac{2}{\varepsilon_0 \mu_0 r^2 \ln(a/r)} \quad (1.7)$$

En effet, la permittivité peut être écrite comme suit :

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{2}{\varepsilon_0 \mu_0 r^2 \ln(a/r) \omega(\omega + j\chi)} \quad (1.8)$$

Elle dépend donc du rayon  $r$  du fil et de la période spatiale  $a$  qui les sépare.

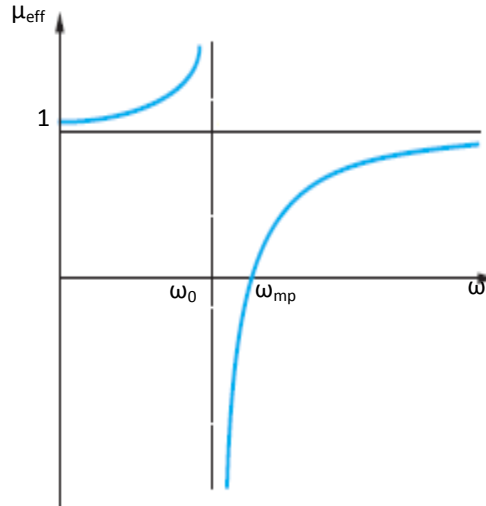
### 3.2.3. Résonateurs circulaires coupés

Le réseau de la figure 1.10.b est constitué de résonateurs circulaires coupés (RCC). Ces résonateurs présentent une perméabilité négative dans une bande de fréquence dépendant des paramètres géométriques du réseau. La perméabilité est donnée par :

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \times \frac{1}{1 + \frac{2i\sigma}{\omega r \mu_0} - \frac{3dc^2}{\pi^2 r^3 \omega^2}} \quad (1.9)$$

avec  $r$  est le rayon du cylindre extérieur,  $\sigma$  est la conductivité du métal,  $d$  est la distance séparant les cylindres extérieur et intérieur et  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide.

La figure 1.12 donne l'allure de la perméabilité du réseau RCC. La perméabilité négative est obtenue dans une bande de fréquence étroite entre  $\omega_0$  et  $\omega_{mp}$ .



**Fig. 1.12. Perméabilité effective des résonateurs circulaires coupés.**

Les deux pulsations  $\omega_0$  et  $\omega_{mp}$  sont données respectivement comme suit :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{3dc^2}{\pi^2 r^3}} \quad (1.10)$$

$$\omega_{mp} = \sqrt{\frac{3dc^2}{\pi^2 r^3 (1 - \pi^2 r^2 / a^2)}} \quad (1.11)$$

Ces deux fréquences dépendent des paramètres géométriques du réseau. La bande de fréquence qui présente une perméabilité négative est étroite. Cela apparaît dans les expressions ci-dessus. Le rapport entre les deux pulsations est donné par :

$$\frac{\omega_{mp}}{\omega_0} = \sqrt{\frac{1}{(1 - \pi^2 r^2 / a^2)}} \quad (1.12)$$

Comme le rayon  $r$  des fils doit être petit devant la période  $a$  du réseau, le rapport des deux pulsations est proche de 1 et donc la bande de fréquence dans laquelle la perméabilité est négative est très étroite, contrairement à la bande permise pour la permittivité négative qui est très large.

### 3.2.4. Réseau composite

Le matériau composite, donné par la figure 1.10.c, va présenter simultanément une permittivité et une perméabilité relatives négatives dans une bande de pulsations comprises entre  $\omega_0$  et  $\omega_{mp}$ . Pour cela, il faut que les pulsations  $\omega_0$  et  $\omega_{mp}$  soient inférieures à la pulsation  $\omega_p$ .

## 4. Conclusion

Il est important de noter que les antennes imprimées connues par leur profil bas, poids léger, intégration facile et coût bas, ne peuvent pas remplir la caractéristique des antennes multifréquence et multifonction. Pour cela nous utilisons de nouvelles technologies telle structures métamatériaux pour arriver à ce but.

# Chapitre 2

## Modélisation des antennes par la méthode de ligne de transmission

### 1. Introduction

Dans ce chapitre nous illustrons les principales différences entre "ligne main gauche" et "ligne main droite". Les lignes "main gauche" sont aussi appelées "métalines" pour indiquer le caractère "métamatériau" de ce type de ligne qui peut présenter une vitesse de phase négative dans une certaine bande de fréquence. La variation de la constante de propagation en fonction de la fréquence, peut permettre de définir les différents types de ligne de transmission : ligne main droite ou usuelle, ligne main gauche ou métaline équilibrée ou non-équilibrée.

### 2. Synthèse d'une ligne main gauche

On considère un segment de ligne de transmission de longueur  $dx$ , donnée par la figure 2.1, sur laquelle nous avons ajouté en série une capacitance et en parallèle une inductance. Ces composants sont des éléments localisés de dimensions petites devant la longueur d'onde du signal.

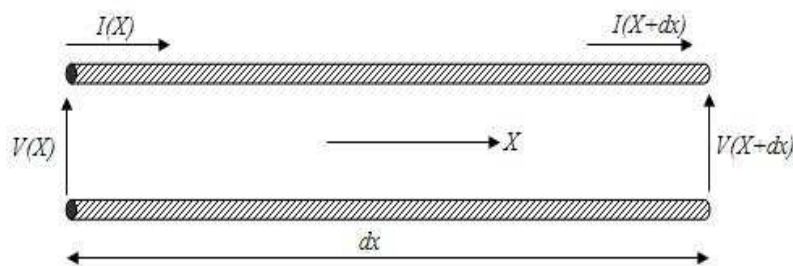


Fig. 2.1. Ligne de transmission modifiée.

Pour démontrer et expliquer les phénomènes main gauche et main droite nous utilisons le circuit équivalent d'un segment de ligne de transmission sans pertes donné par la figure 2.2 [9-15].

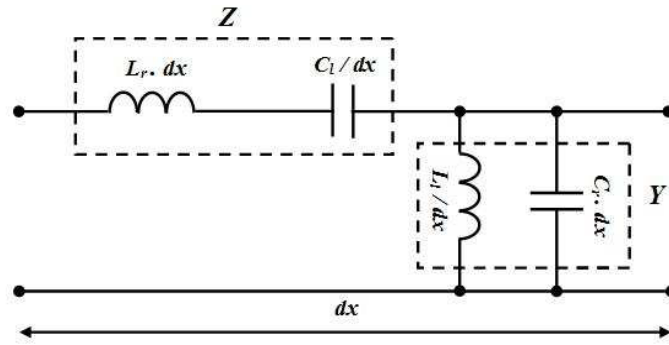


Fig. 2.2. Circuit équivalent d'une ligne de transmission sans pertes modifiée.

On peut réécrire les équations des télégraphistes qui caractérisent ces lignes de transmission comme suit [1-2] :

$$\begin{cases} \frac{dV}{dx} = Z \times I = -j\omega \left( L_r - \frac{1}{\omega^2 C_1} \right) \times I \\ \frac{dI}{dx} = Y \times V = -j\omega \left( C_2 - \frac{1}{\omega^2 L_1} \right) \times V \end{cases} \quad (2.1)$$

La solution du système décrit par l'équation (2.1) donne les équations d'ondes suivantes [9,13] :

$$\begin{cases} \frac{d^2 V}{dx^2} - \gamma^2 = 0 \\ \frac{d^2 I}{dx^2} - \gamma^2 = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

avec :  $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY}$  est la constante de propagation.

Les solutions des équations d'ondes sont :

$$\begin{cases} V(x) = V_0^+ e^{-\gamma x} + V_0^- e^{+\gamma x} \\ I(x) = I_0^+ e^{-\gamma x} + I_0^- e^{+\gamma x} \end{cases} \quad (2.3)$$

$V_0^+$  et  $I_0^+$  : tension et courant de l'onde incidente.

$V_0^-$  et  $I_0^-$  : tension et courant de l'onde réfléchi.

Les fréquences de résonance des circuits main droite et main gauche  $\omega_r$  et  $\omega_l$  respectivement, sont [9-11] :

$$\begin{cases} \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \\ \omega_l = \frac{1}{\sqrt{L_l C_l}} \end{cases} \quad (2.4)$$

Les fréquences de résonance série et parallèle  $\omega_{se}$  et  $\omega_{sh}$  sont :

$$\begin{cases} \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \\ \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_l C_l}} \end{cases} \quad (2.5)$$

A partir de la figure 2.2, on peut extraire l'impédance et l'admittance du circuit équivalent comme suit :

$$\begin{cases} Z = j \left( \omega L_r - \frac{1}{\omega C_l} \right) \\ Y = j \left( \omega C_r - \frac{1}{\omega L_l} \right) \end{cases} \quad (2.6)$$

Les équations (2.1) et (2.2) conduisent à écrire l'équation de la constante de phase :

$$\gamma = j \sqrt{2 + \frac{\omega^2}{\omega_r^2} + \frac{\omega_l^2}{\omega^2}} \quad (2.7)$$

L'impédance caractéristique est donnée par les équations suivantes :

$$\gamma = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{\omega L_r - (1/\omega C_l)}{\omega C_r - (1/\omega L_l)}} \quad (2.7)$$

Ce qui nous donne :

$$Z_c = Z_l \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}} \quad (2.8)$$

avec  $Z_l = \sqrt{L_l/C_l}$  et aussi  $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ .

### 2.1. Calcul des vitesses de phase et de groupe

La vitesse de phase  $V_{ph}$  d'une onde est la vitesse à laquelle la phase de l'onde se propage dans l'espace ou dans un guide d'onde. Si l'on sélectionne n'importe quel point particulier de l'onde (par exemple la crête), il donnera l'impression de se déplacer dans l'espace à la vitesse de phase [9-10].

$$V_{ph} = \frac{\omega}{\beta} = s(\omega) \frac{\omega}{\sqrt{\frac{\omega_r^2}{\omega^2} + \frac{\omega_1^2}{\omega^2} - k\omega_1^2}} \quad (2.9)$$

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \\ +1 & \text{si } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases} \quad (2.10)$$

et  $k=L_r C_l + L_l C_r$  (s/rad)<sup>2</sup>.

La vitesse de groupe correspond généralement (mais pas toujours) à la vitesse à laquelle l'énergie est transportée par le signal. Elle est positive et définie comme suit [9] :

$$V_g = \left( \frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} = \frac{|\omega\omega_r^{-2} - \omega^{-3}\omega_1^2|}{\sqrt{\left| \frac{\omega_r^2}{\omega^2} + \frac{\omega_1^2}{\omega^2} - k\omega_1^2 \right|}} \quad (2.11)$$

### 2.2. Ligne main droite (RH)

Si on annule l'impédance  $Z_l$  et l'admittance  $Y_l$ , le modèle de la figure 2.2 se réduit à un circuit main droite (RH) ou ligne conventionnelle (fig. 2.3).

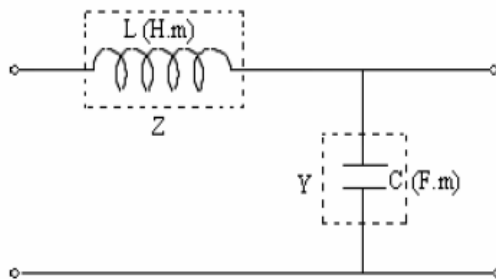


Fig. 2.3. Circuit d'une ligne main droite.



A partir du circuit équivalent, on retrouve le modèle RH déjà défini dans le chapitre précédent et dont on rappelle les propriétés :

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{j}{\omega C_1} = 0 \\ Y_1 = \frac{j}{\omega L_1} = 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

On aura donc :

- La constante de propagation :

$$\gamma = j\beta \quad (2.13)$$

- L'impédance et l'admittance :

$$\begin{cases} Z = jL\omega \\ Y = jC\omega \end{cases} \quad (2.14)$$

- La constante de phase :

$$\beta = \omega\sqrt{LC} > 0 \quad (2.15)$$

- L'impédance caractéristique :

$$Z_c = \sqrt{L/C} \quad (2.16)$$

- La vitesse de phase :

$$V_{ph} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.17)$$

- La vitesse de groupe :

$$V_g = \frac{1}{\sqrt{LC}} > 0 \quad (2.18)$$

Dans ce cas, la vitesse de phase et la vitesse de groupe sont égales  $V_{ph}=V_g=\omega_r$ .

La variation de la constante de phase de la ligne purement main droite est présentée dans la figure 2.4. Toutes les valeurs de la constante de phase sont positives.

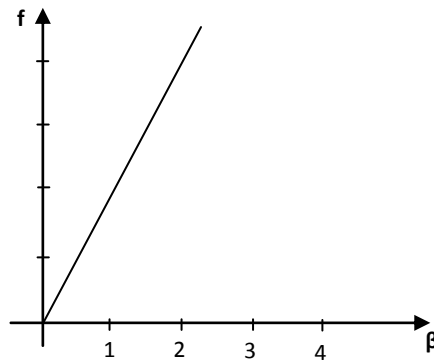


Fig. 2.4. Variation de la constante de phase d'une ligne RH en fonction de la fréquence.

### 2.3. Ligne purement main gauche (LH)

Si on annule l'impédance  $Z_r$  et l'admittance  $Y_r$ , on obtient un circuit LH comme le montre la figure 2.5. C'est un cas purement théorique car il y a toujours des segments de ligne entre les éléments localisés  $C_l$  et  $L_l$ . On suppose, cependant, que leur influence est négligeable à la fréquence de travail.

$$\begin{cases} Z_r = j\omega L_r = 0 \\ Y_r = j\omega C_r = 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

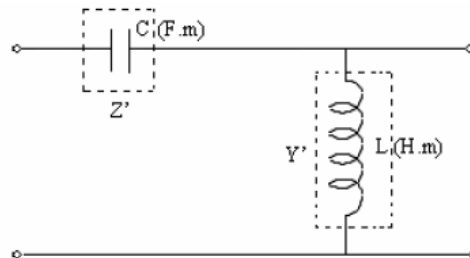


Fig. 2.5. Circuit d'une ligne main gauche.

On aura donc :

- L'Impédance et l'admittance :

$$\begin{cases} Z' = 1/jC\omega \\ Y' = 1/jL\omega \end{cases} \quad (2.20)$$

- La constante d'atténuation :

$$\gamma = \sqrt{Z'Y'} = \frac{1}{j\omega\sqrt{LC}} = -j\frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.21)$$

- La constante de propagation :

$$\beta = -\frac{1}{\omega\sqrt{LC}} < 0 \quad (2.22)$$

- L'impédance caractéristique :

$$Z_c = \sqrt{L/C} \quad (2.23)$$

- La vitesse de phase :

$$V_{ph} = -\omega^2 \sqrt{LC} = -\omega^2 / \omega_1 < 0 \quad (2.24)$$

- La vitesse de groupe :

$$V_g = \omega^2 \sqrt{LC} = \omega^2 / \omega_1 > 0 \quad (2.25)$$

Ce qui nous donne un indice de réfraction :

$$n = \frac{c}{V_{ph}} = -\frac{c}{\omega^2 \sqrt{LC}} < 0 \quad (2.26)$$

A partir de cette dernière équation on constate qu'il est possible effectivement d'obtenir un indice de réfraction négatif et, aussi, des vitesses de phase et de groupe opposées (fig. 2.6).

$$V_{ph} = -V_g = \omega^2 / \omega_1 \quad (2.27)$$

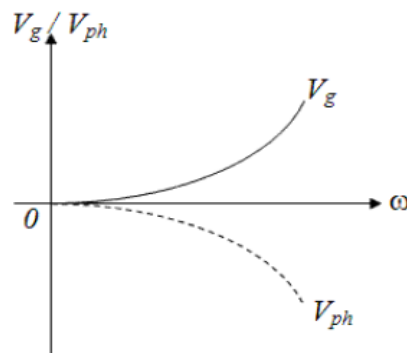


Fig. 2.6. Variation des vitesses  $V_g$  et  $V_{ph}$  en fonction de la fréquence.

La variation de la constante de propagation de la ligne purement main gauche est donnée par la figure 2.7. On voit bien qu'elle est négative sur toute la gamme de fréquences.

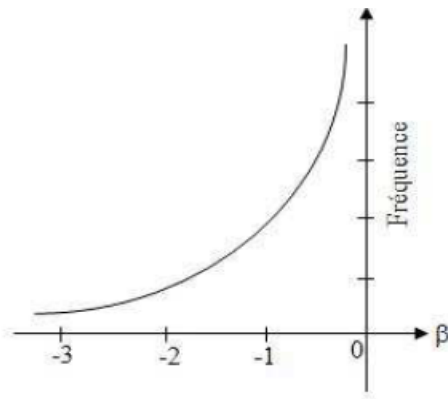


Fig. 2.7. Variation de la constante de phase en fonction de la fréquence.

### 2.4. Ligne compensée RH-LH

La variation de la constante de propagation d'une ligne composite (la constante de phase) est donnée par l'équation suivante :

$$\gamma_p = \alpha + j\beta = js(\omega) \left( \sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_r^2} + \frac{\omega_l^2}{\omega^2} - k\omega^2} \right) \quad (2.28)$$

On peut, à partir de l'équation précédente, tracer le diagramme de dispersion  $\omega=f(\beta)$  de cette ligne (Fig. 2.8).

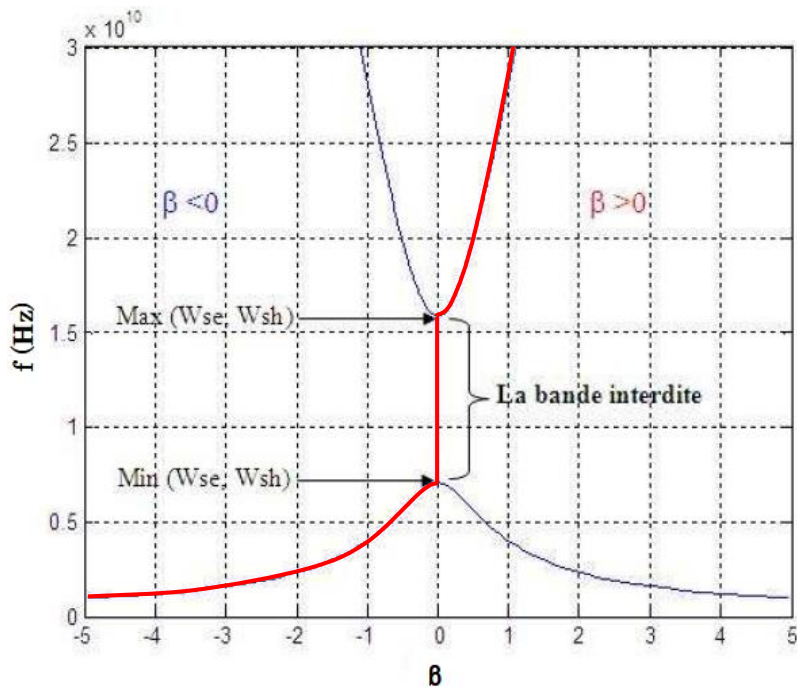


Fig. 2.8. Diagramme de dispersion de la ligne compensée.

La figure 2.8 montre qu'il y a trois (3) zones de fréquences dans lesquelles constante de propagation prend des valeurs particulières en fonction du couple ( $\omega_{se}$  et  $\omega_{sh}$ ) :

- $f \leq \min(\omega_{se}, \omega_{sh})$  : l'onde a une constante de propagation négative.
- $\min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \leq f \leq \max(\omega_{se}, \omega_{sh})$  : l'onde a une constante de propagation nulle (pas de propagation). On définit alors une bande interdite.
- $f \geq \max(\omega_{se}, \omega_{sh})$  : l'onde a une constante de propagation positive. On retrouve le fonctionnement de la ligne de transmission conventionnelle.

La figure 2.9 représente la variation de la constante de phase qui est négative (en rouge) pour une ligne main gauche au contraire d'une ligne normale (en bleu) qui est divisé en trois zones.

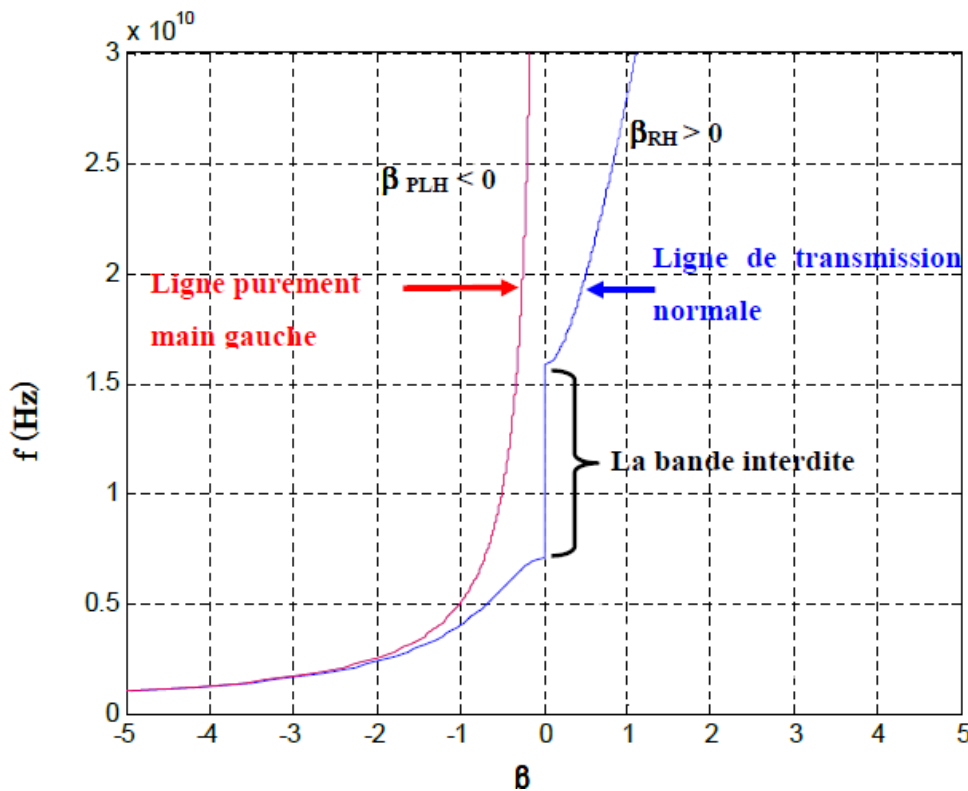


Fig. 2.9. Dispersions des lignes main gauche et de transmission normale.

Dans la première zone la ligne est purement gauche  $\beta < 0$ . La deuxième zone est une bande interdite où la constante de propagation est nulle. Dans la troisième zone la ligne fonctionne comme une ligne purement main droite.

### 2.5. Ligne équilibrée

La ligne de transmission équilibrée a une propriété particulière très intéressante lorsque les fréquences de résonances série et parallèle (équation 2.5) sont égales [10,14] :

$$\omega_{se} = \omega_{sh} = \omega_0 \quad (2.29)$$

Ceci donne :

$$L_r C_l = L_l C_r \quad (2.30)$$

Dans les lignes de transmissions équilibrées la bande interdite n'existe pas. La figure 2.10 donne la variation de la constante de propagation en fonction de la fréquence.

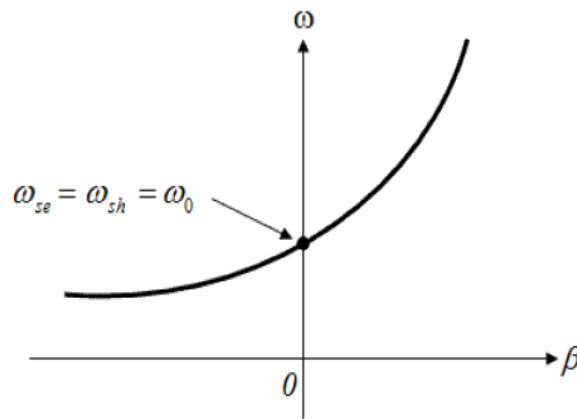


Fig. 2.10. Courbe de dispersion d'une ligne équilibrée.

### 3. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé les différents types des lignes de transmission (main droite, main gauche, compensée et équilibrée).

Nous avons rappelé le calcul des paramètres de chaque type de ligne de transmission telles que la vitesse de phase, la vitesse de groupe, l'impédance caractéristique.

Ensuite, nous avons effectué une présentation du diagramme de dispersion des différents types des lignes (RH, LH, RH-LH et équilibrée) avec comparaison entre la variation de la constante de propagation des lignes main droite et main gauche.

# Chapitre 3

## Modélisation d'une antenne microruban par CST-MWS

### 1. Introduction

Les simulations électromagnétiques des antennes étudiées, ont été réalisées à l'aide du simulateur commercial CST-MWS.

Le simulateur CST-MWS est un outil spécialisé dans la simulation électromagnétique en trois dimensions (3D) des structures fonctionnant dans les hautes fréquences. Il se base sur la combinaison de la méthode de l'approximation des conditions aux limites "PBA" (Perfect Boundary Approximation) avec la technique d'intégration finie "FIT" (Finite Integration Technique).

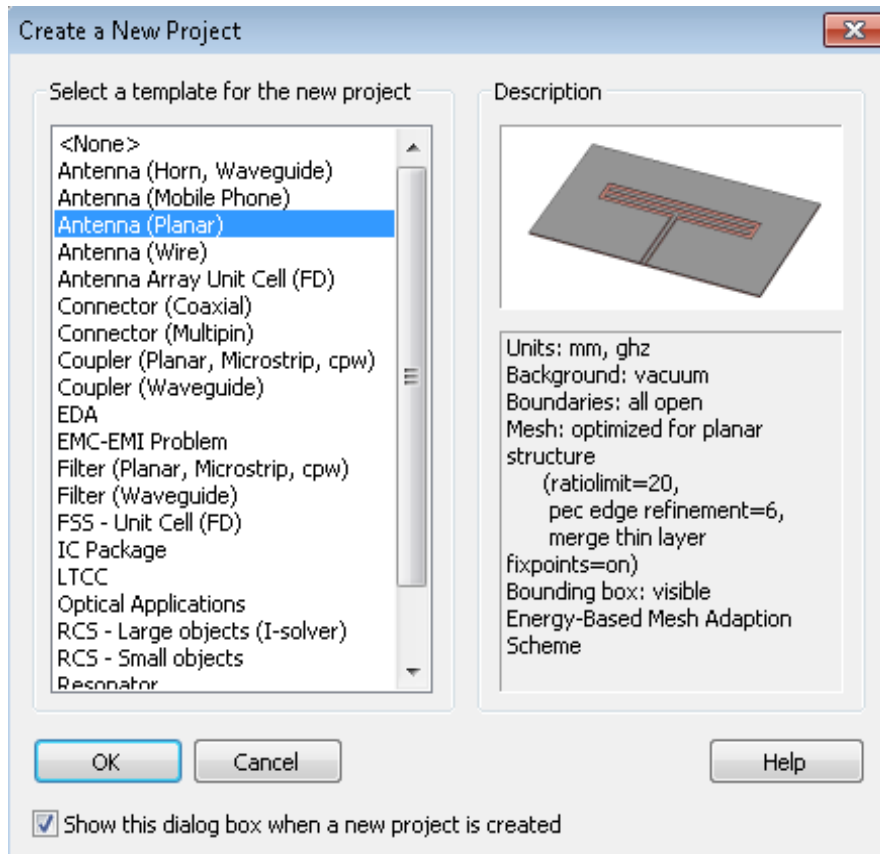
L'un des avantages de ce simulateur, c'est bien la méthode utilisée pour le maillage des structures. L'utilisateur peut préciser la taille des mailles par rapport à la longueur d'onde et déterminer un rapport entre les plus grande et petite mailles. Ensuite, le simulateur choisit habilement les endroits nécessitant plus ou moins de cellules. Bien entendu, l'utilisateur peut aussi forcer l'opération de maillage des dimensions particulières si cela s'avère nécessaire. Ce processus de maillage variable réduit considérablement le nombre total de mailles.

Ce chapitre fera un résumé de la méthodologie d'utilisation de MWS pour la modélisation numérique d'une antenne microruban.

Le processus d'analyse numérique avec MWS peut être divisé en 3 étapes. Premièrement, la construction du modèle, ensuite la configuration générale du modèle et pour terminer la simulation et l'optimisation.

### 2. Sélection de modèle

Après avoir lancé CST-MWS, on choisit de créer un nouveau projet. On sélectionne un modèle qui correspond le mieux à notre dispositif (pour notre cas on a choisi "Antenna (Planar)" comme le montre la figure 3.1.



**Fig. 3.1. Menu de modèles et leurs descriptions.**

Ce modèle définit automatiquement les unités en mm et GHz et le matériau de fond comme étant le vide.

### 3. Conception du substrat

La première étape de construction de la modélisation d'une structure plane est généralement la définition de la couche de substrat. Celle-ci peut être facilement réalisée en créant une brique de matériau. Nous activons le mode de création de brique en cliquant sur "Objects" et puis on choisit "Basic Shapes" et enfin on sélectionne "Brick".

Nous pouvons entrer les coordonnées numériquement en appuyant sur la touche TAB qui va ouvrir la boîte de dialogue donnée par la figure 3.2.

Dans ce projet, nous devons entrer un bloc de substrat qui a une extension de 42mm sur chacune des directions transversales. Les coordonnées transversales peuvent donc être décrites par  $(X=-21, Y=-21)$  pour le premier contour et  $(X= 21, Y=21)$  pour le coin opposé, en supposant que la brique est modélisée symétriquement par rapport à l'origine.



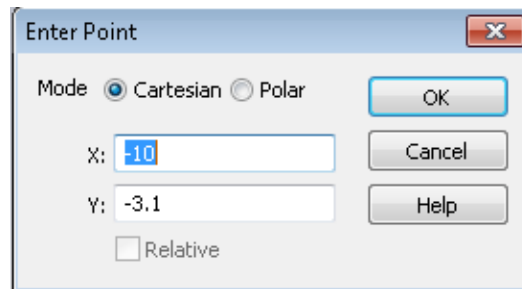


Fig. 3.2. Boîte de dialogue des coordonnées.

Maintenant, nous devons saisir la hauteur de la brique. Cela peut aussi être numériquement spécifié en appuyant sur la touche TAB à nouveau, entrant la hauteur choisie pour notre projet -8mm et en appuyant sur Ok.

Dans le but d'avoir une construction facile de l'antenne patch, il est commode de définir le substrat dans la direction des z négative.

Maintenant, la boîte de dialogue de la figure 3.3 apparaît et nous montrant un résumé de la tâche précédente.

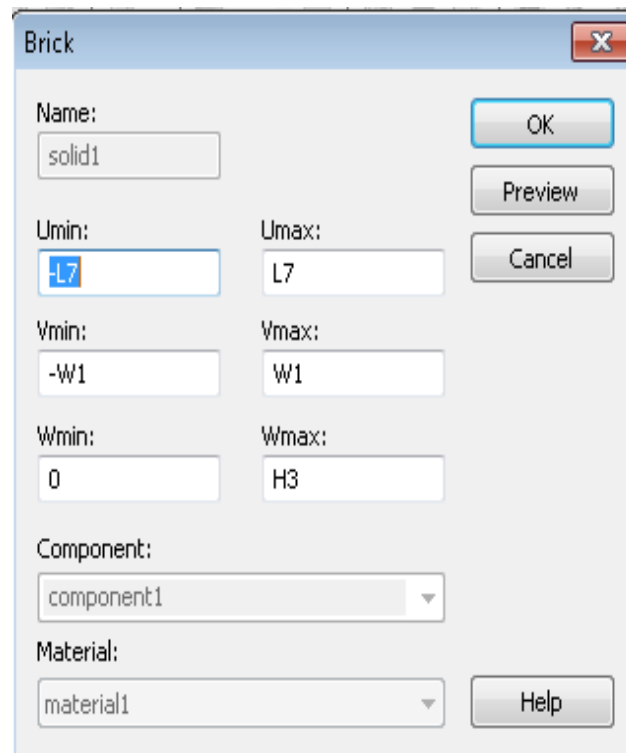


Fig. 3.3. Boîte de dialogue Brick du substrat.

#### 4. Conception du plan de masse

Cette étape consiste à concevoir le plan de masse de l'antenne patch. Puisque l'antenne doit être excitée par une alimentation coaxiale à partir de la face de dessous, la limite électrique à  $Z_{\min}$  définie par le modèle choisi ne convient plus comme plan de masse pour notre structure antennaire.

Par conséquent, une brique métallique doit être définie de plus. Cela peut être facilement réalisé en activant l'outil de sélection de face "Objects" et puis on choisit "Pick" et enfin on sélectionne "Pick Face" et on fait un "double-clic" sur le substrat de face inférieure. Le modèle est tourné en activant le mode de rotation en cliquant sur "View" et puis "Mode" et enfin "Rotate".

Nous extrudons la face sélectionnée avec l'outil "Extrude face tool". On fait entrer la valeur de la hauteur de la nouvelle couche. Le plan de masse doit avoir une épaisseur non nulle en raison de l'alimentation coaxiale qui sera modélisée ultérieurement. On choisit une hauteur de 8mm. On Saisisse cette valeur dans la boîte de dialogue, comme le montre la figure 3.4 et on sélectionne "PEC" à partir de la liste déroulante "Material" comme propriété du matériau métallique.

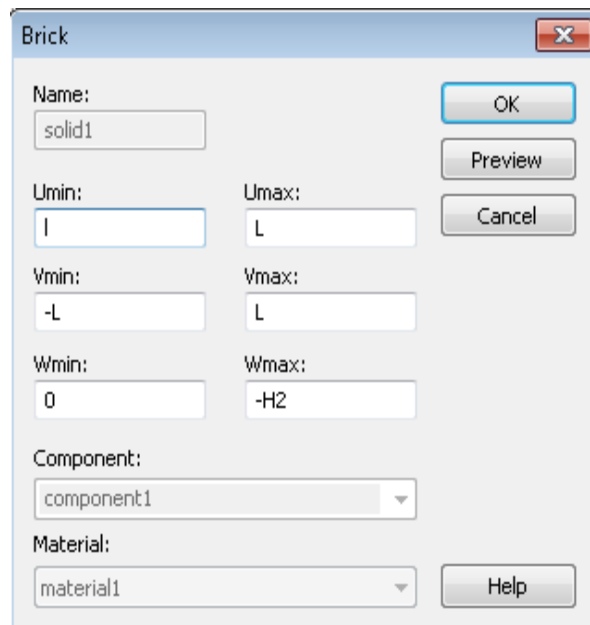


Fig. 3.4. Boîte de dialogue Brick du plan de masse.

## 5. Conception du patch

Après avoir défini le plan de masse, l'élément rayonnant (patch) de l'antenne doit être conçu et placé au-dessus de la face supérieure du substrat. On a choisi la forme carrée pour notre patch. Pour faire, on choisit "Objects" et puis en sélectionne "Basic Shapes" et enfin clique sur "Brick".

Nous pouvons saisir les coordonnées numériquement en appuyant sur la touche "TAB" pour ouvrir la boîte de dialogue comme le montre la figure 3.5. On Sélectionne le calque PEC pour le matériau du patch.

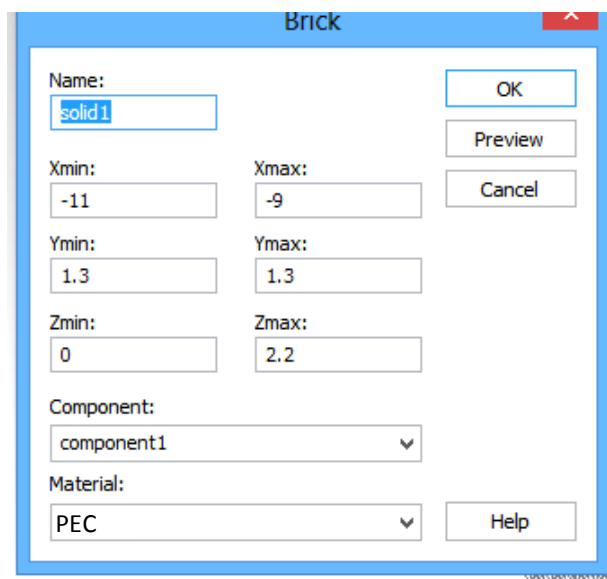
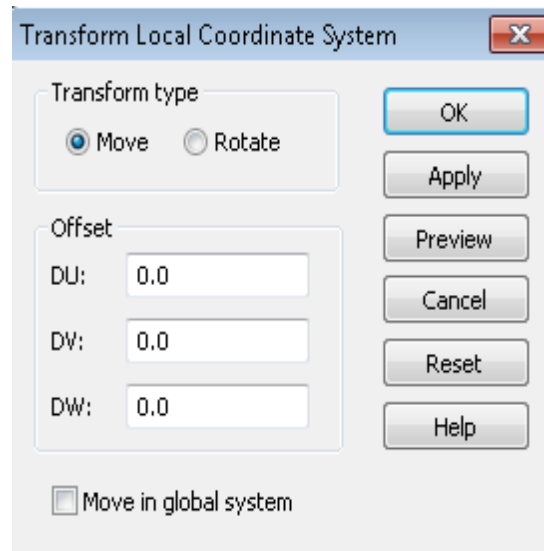


Fig. 3.5. Boîte de dialogue Brick du patch.

## 6. Définition de l'alimentation

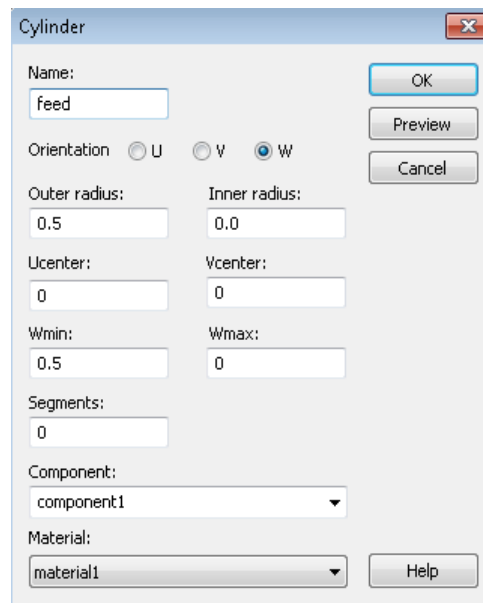
La dernière étape de modélisation est la construction de l'alimentation coaxiale en tant que source d'excitation pour l'antenne patch. Cette action lance le système de coordonnées de travail (LCS : Local Coordinate System). Puisque le point d'alimentation est situé asymétriquement par rapport à la pièce, il est conseillé d'activer le système de coordonnées LCS.

On peut définir le nouveau point central pour l'alimentation coaxiale du WCS en utilisant le dialogue "Transform Local Coordinate System" et en choisissant "Move" comme le montre la figure 3.6.



**Fig. 3.6. Dialogue de transformation du système de coordonnées locales.**

Maintenant, il est possible de concevoir l'alimentation coaxiale en construisant deux formes cylindriques, semblables à la pièce circulaire. On entre d'abord les valeurs pour le cylindre de support coaxial. Le cylindre a un rayon extérieur de 0.5mm et une extension en négatif de "w-direction" comme l'illustre la figure 3.7.



**Fig. 3.7. Dialogue de conception d'un cylindre.**

Nous Sélectionnons le calque "Substrat" défini précédemment et créons le cylindre. En conséquence, le cylindre substrat croise deux formes déjà existantes : le substrat

"support" et le plan de masse "Ground". Ici, il est nécessaire de déterminer le type d'intersection pour les formes. Il est commode de combiner les deux matériaux de substrat dans une seule forme. Donc, on clique sur "Add both shapes" dans la boîte de dialogue "Shape Intersection" comme l'illustre la figure 3.8.

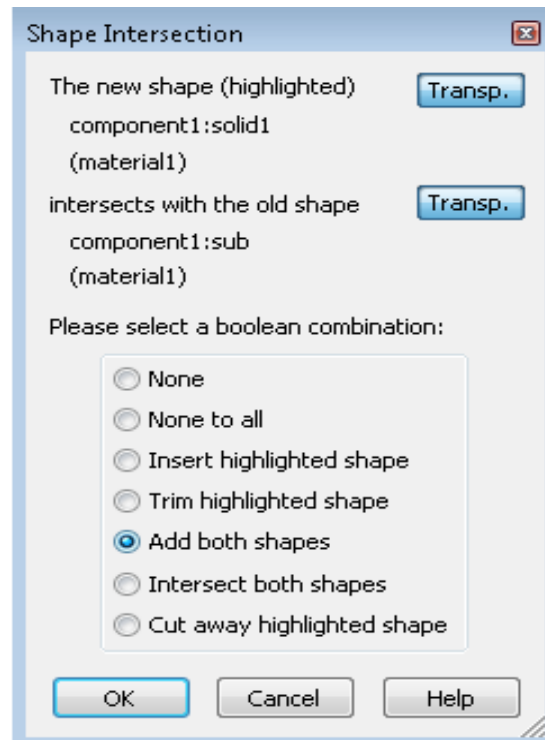


Fig. 3.8. Dialogue de configuration d'intersection.

Pour le second cas, le cylindre substrat doit être inséré dans le matériau du plan de masse de nature PEC.

Le conducteur intérieur est réalisé en définissant un autre cylindre en matériau PEC. Nous définissons le cylindre avec un rayon extérieur de 0.3 mm et encore une extension de 0.3 mm en négatif de la direction w. Cette fois, on sélectionne le type de couche PEC. Dans ce cas, aucune fenêtre de dialogue "Shape Intersection" n'apparaît, parce que la forme PEC est définie après la forme de la couche normale (Substrat). Cela implique que la forme PEC est automatiquement insérée.

## 7. Définition du port de guide d'ondes

Cette étape consiste à ajouter le port d'excitation au dispositif d'antenne patch. Le port simule un câble coaxial d'une longueur infinie. La structure de guide d'ondes est reliée à

la structure du plan de masse. Puisque le port de guide d'ondes s'étend de la structure à l'infinie, son extension transversale doit être assez large pour couvrir suffisamment les modes correspondants.

Par conséquent, la meilleure façon pour définir la plage des ports se fait en choisissant la face (Objects → Pick → Pick Face) de l'alimentation coaxiale (type substrat) comme l'illustre la figure 3.9.

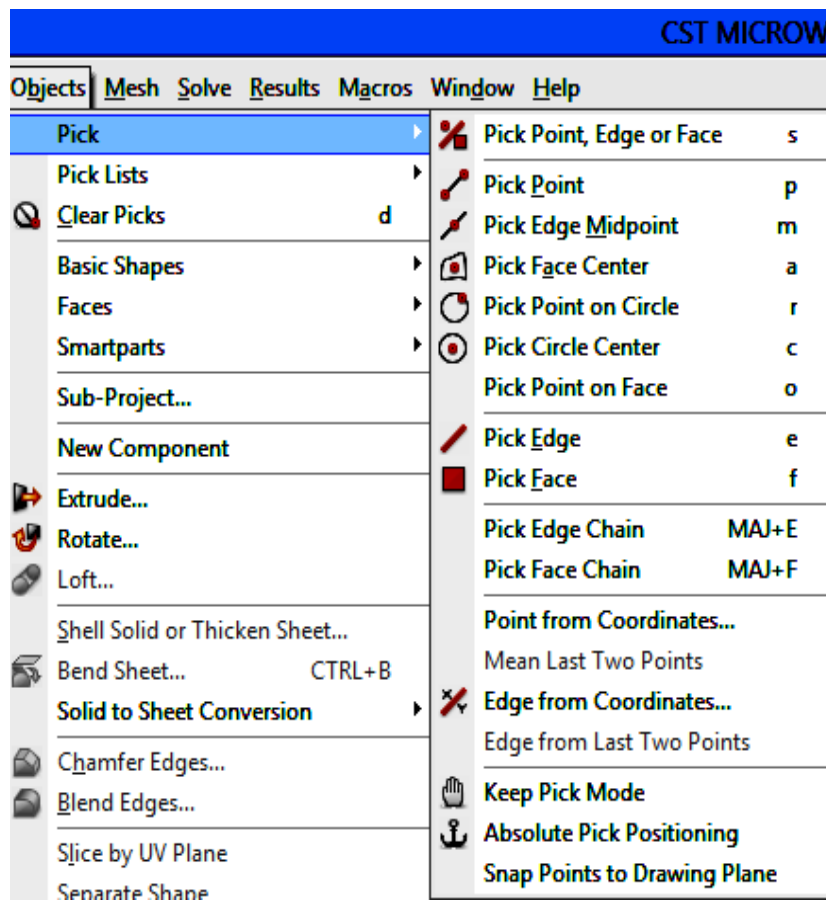


Fig. 3.9. Sélection de "Pick Face" dans MWS.

Nous ouvrons maintenant la boîte de dialogue de guide d'ondes (Solve → Waveguide Ports) pour définir les différentes caractéristiques que doit prendre notre port comme le montre la figure 3.10.

Nous choisissons le nombre de modes à examiner par le port. Généralement, pour un simple port coaxial avec un seul conducteur interne, seul le mode fondamental transverse électromagnétique "TEM" est d'intérêt.

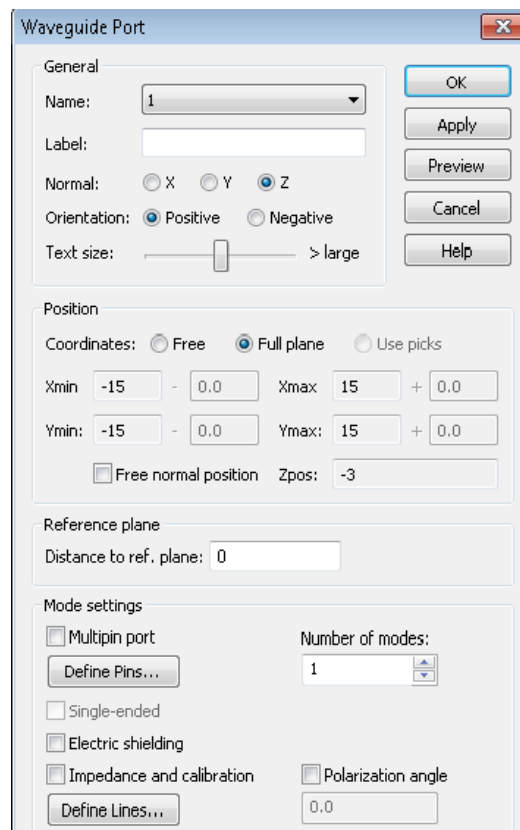


Fig. 3.10. Configuration du port.

## 8. Définition de la gamme de fréquence

La gamme de fréquence pour la simulation doit être choisie avec soin. Contrairement aux outils de simulation travaillant dans le domaine de fréquence, les performances des simulations d'un solveur transitoire comme CST-MWS deviennent imprécises si la plage de fréquence est choisie trop petite.

Pour notre étude, les paramètres de dispersion (S) doivent être calculés pour une gamme de fréquence allant de 500MHz jusqu'à 4GHz (fig. 3.11).

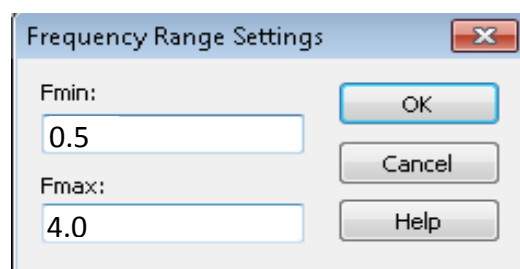


Fig. 3.11. Définition de la plage de fréquence des simulations.

## 9. Configuration des conditions aux limites

À partir de menu "Solve" nous configurons aussi les conditions aux limites entourant la structure antennaire conçue. Ces dernières permettent de spécifier si le modèle est soumis à un champ électrique, un champ magnétique, un mur conducteur ou au vide (open) comme l'illustre la figure 3.12.

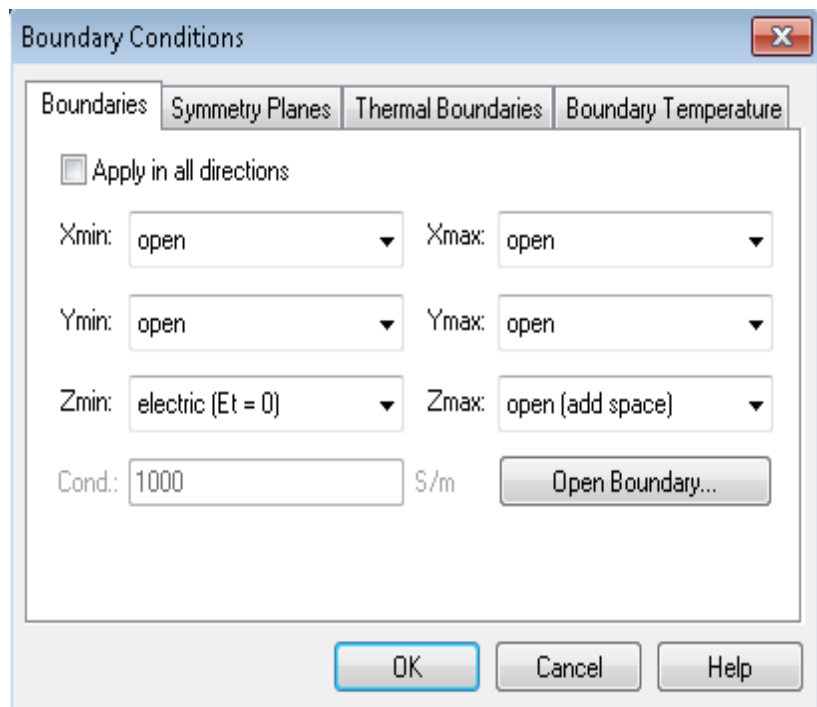


Fig. 3.12. Définition des conditions aux limites.

## 10. Choix du type des résultats

Le principal résultat pour les antennes est son comportement dans le champ lointain et sa distribution pour une fréquence donnée. Le solveur transitoire utilisé dans CST-MWS permet d'obtenir les résultats du champ lointain pour un nombre quelconque d'échantillons de fréquence et ceci à partir d'un seul cycle de calcul.

Pour faire, nous ouvrons la boîte de dialogue de définition du moniteur (on sélectionne "Solve" → "Monitor") et après on précise le type de résultats à afficher en fonction de la bande de fréquence ou l'espace et ceci pour le nombre spécifié d'échantillons avec ou sans zoom comme l'illustre la figure 3.13.



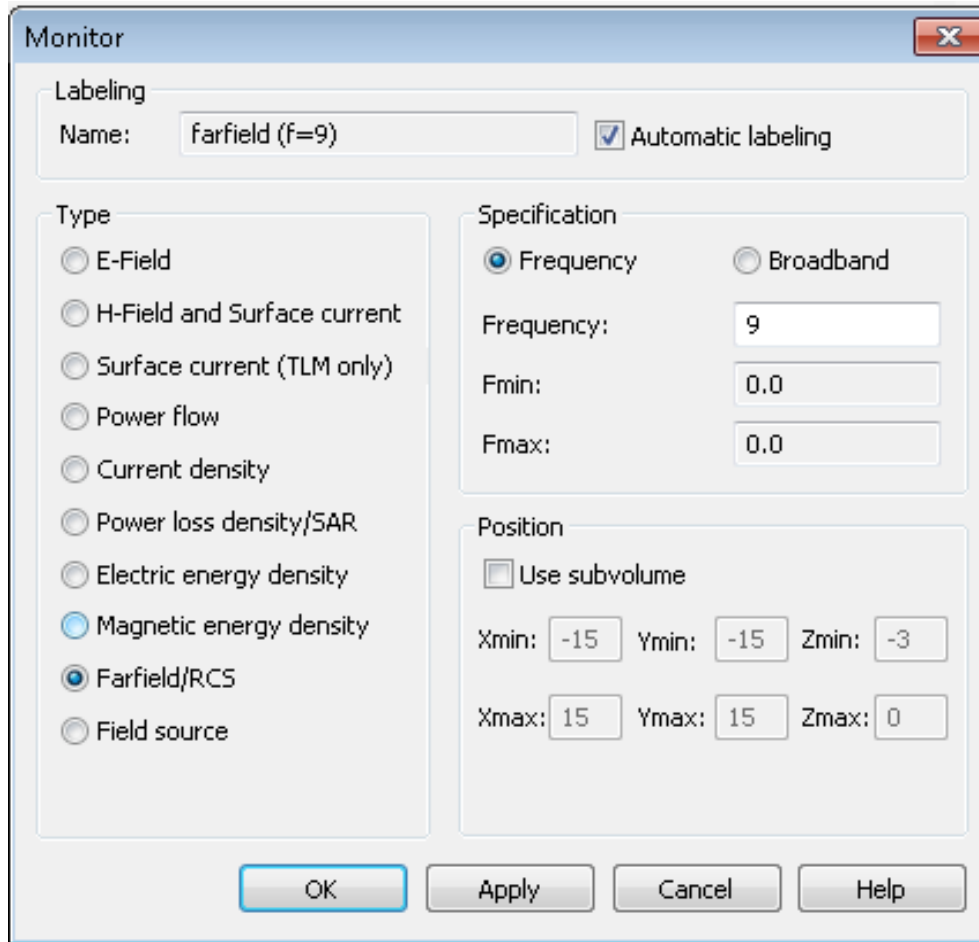


Fig. 3.13. Choix du type des résultats à afficher.

## 11. Définition des paramètres du solveur et lancement du calcul

Les paramètres du solveur sont précisés dans les cases du dialogue "Time Domain Solver Parameters" donné par la figure 3.14. Pour faire on sélectionne "Solve" → "Transient Solver" à partir du menu principal.

Après avoir choisi le type de maillage et la précision, on passe à la deuxième étape qui consiste à choisir le type de sources et le mode. Ensuite, on passe dans le même dialogue à la troisième étape qui nous propose des options supplémentaires pour affiner et raffiner les résultats des simulations.

Enfin, nous appuyons sur le bouton "Start" du solveur du MWS pour lancer la procédure des calculs.

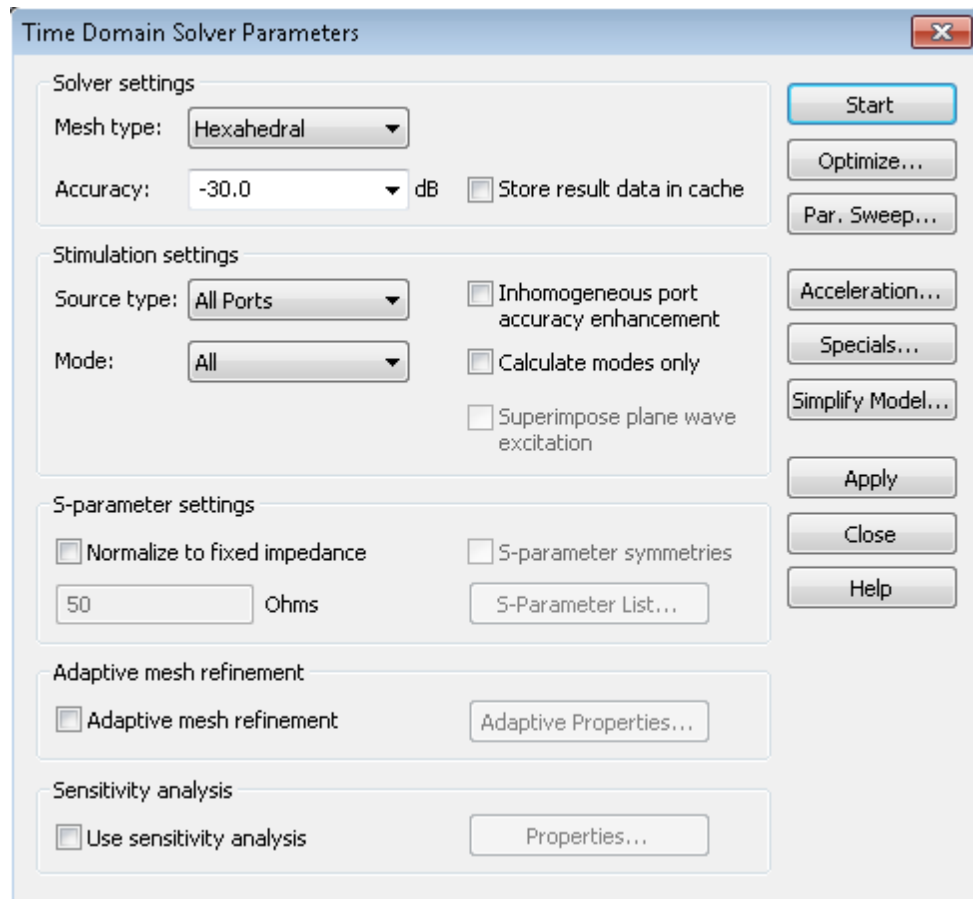


Fig. 3.14. Définition des paramètres du solveur.

## 12. Conclusion

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

# Chapitre 4

## Résultats de simulation

### 1. Introduction

La technologie microruban des antennes patch a été largement utilisée dans les procédés d'intégration vu sa simplicité et son adaptabilité ainsi que son faible coût de fabrication. Ces propriétés clés expliquent aussi l'introduction de ces antennes dans les applications des communications sans-fil et mobile. Ces antennes de profil étroit sont appropriées à des surfaces planaires et non-planaires.

En comparaison avec les autres formes d'antennes déjà modélisées par nos prédécesseurs, nous allons étudier l'effet du diélectrique de l'antenne patch, de la position d'excitation et des caractéristiques géométriques de l'antenne.

### 2. Modélisation de l'antenne

L'antenne conçue est donnée par la figure 4.1. Les dimensions du patch rayonnant sont :  $(l_p \times w_p) = 42\text{mm} \times 42\text{mm}$ . Le substrat diélectrique est de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$  et de hauteur  $h = 8\text{mm}$ .

La structure LH conçue à base des cellules. Ces cellules sont des patches fendis par des vias et séparés par des fentes de séparation. Les vias fournissent les inductances de shunt et les fentes fournissent les capacités en série de LH.

Dans cette antenne la structure LH est basée sur  $2 \times 1$  rangées de cellules. Les dimensions des cellules sont :  $(l_c \times w_c) = 17.8\text{mm} \times 10.6\text{mm}$ . Le diamètre des vias est  $d = 0.7\text{mm}$ . L'espacement entre les deux cellules est :  $g_c = 0.40\text{mm}$  et l'espacement de séparation entre le patch et la structure LH est :  $g_p = 0.20\text{mm}$ .

L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale placée à  $14\text{mm}$  à partir de son centre. Les dimensions du substrat et donc du plan de masse sont :  $(L \times W) = 80\text{mm} \times 80\text{mm}$ . Ces dimensions ont été choisies pour obtenir les fréquences de résonance à  $1$ ,  $1.5$  et  $2.2\text{GHz}$  pour les modes  $n = -1$ ,  $0$  et  $+1$  respectivement.

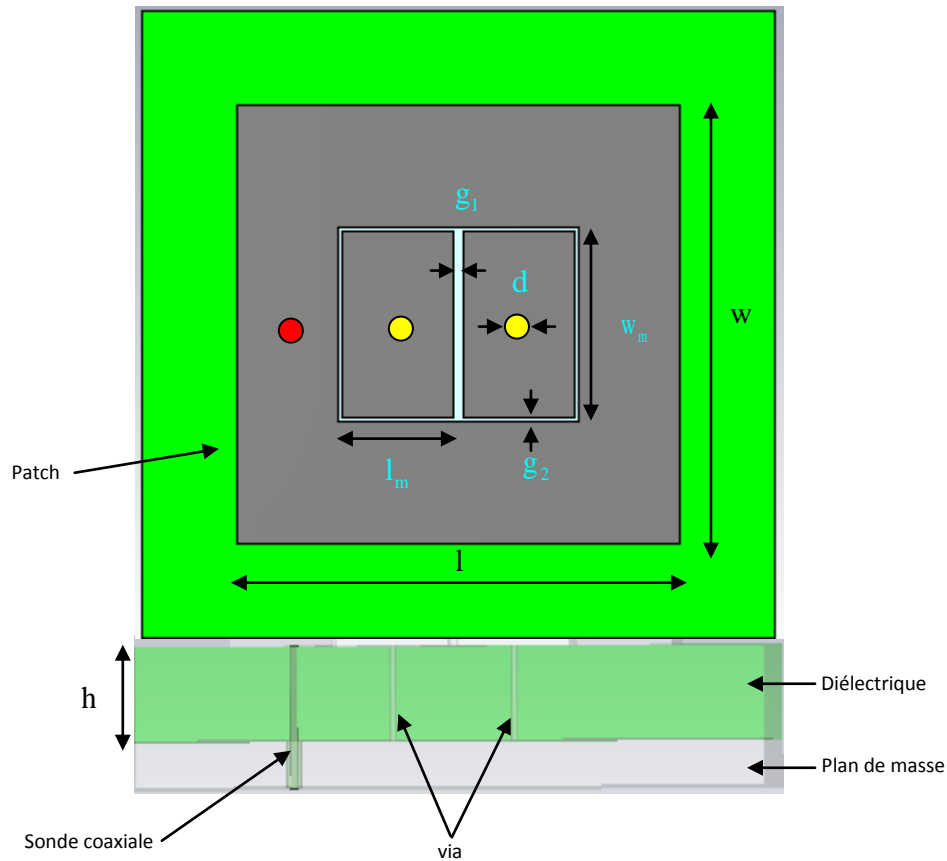


Fig. 4.1. Antenne conçue à patch rempli de cellules LH.

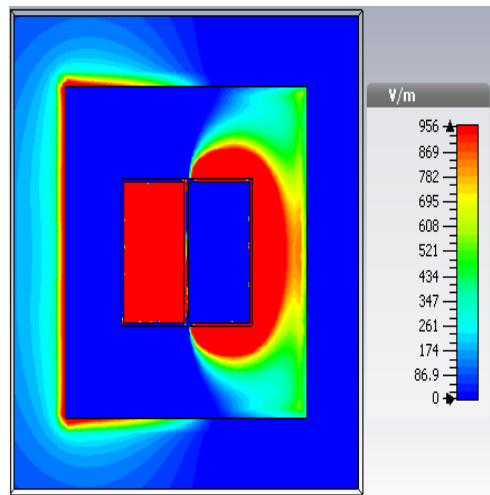
La fréquence, pour l'index  $n=+1$ , est très proche de la fréquence fondamentale du patch conventionnel (mais pas de l'égalée due à l'effet résiduel des éléments LH de la structure métamatériaux).

D'une part, les fréquences des modes inférieurs ( $n \leq 0$ ) dépendent du choix de structure de cellule. Les grandes cellules mènent à une séparation plus élevée entre les fréquences, alors que de plus petites cellules fournissent des résonances plus étroites.

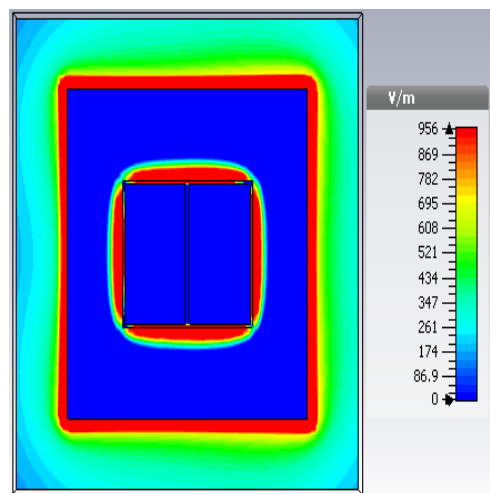
Ensuite, la fréquence plus haute ( $n=+1$ ) dépendra principalement de la longueur de patch ( $l_p$ ), alors que les fréquences de résonance des autres modes peuvent être fixées en choisissant des paramètres proportionnés des cellules ( $l_c \times w_c$ ) et des fentes.

Les distributions de champ électrique pour les modes avec  $n=-1, 0$  et  $+1$  sont implantées dans la figure 4.2.

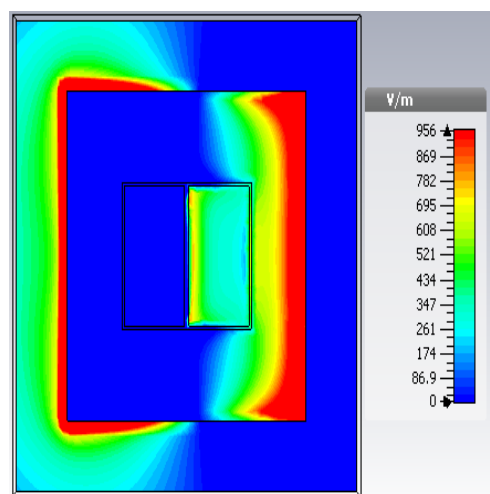
Les distributions du champ électrique, pour les modes  $n=\pm 1$ , ont la longueur électrique de demi-longueur d'onde (le maximum dans l'amplitude aux bords et nulles au centre du patch), pareillement au mode fondamental d'une antenne patch conventionnelle.



(a) mode  $n=-1$ ,  $f_{,1}=1.06\text{GHz}$ .



(b) mode  $n=0$ ,  $f_0=1.45\text{GHz}$ .

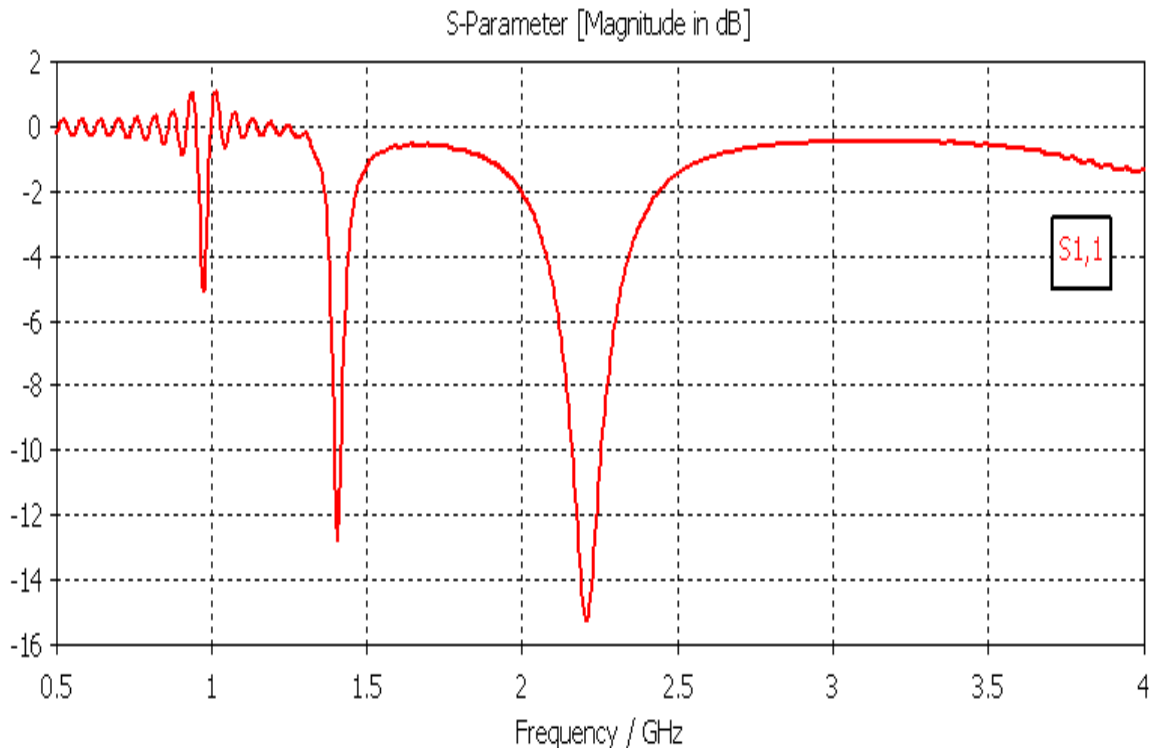


(c) mode  $n=+1$ ,  $f_{,1}=2.16\text{GHz}$ .

Fig. 4.2. Distributions du champ électrique de l'antenne conçue.

Un déphasage local de  $180^\circ$  est observé à l'intérieur de la structure de cellule à  $f_{-1}$ . D'une part, il n'y a aucun déphasage local à  $f_{+1}$ . La distribution de champ électrique est presque uniforme dans la phase et l'amplitude à  $f_0$ .

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  (en dB) sont implantés dans la figure 4.3.



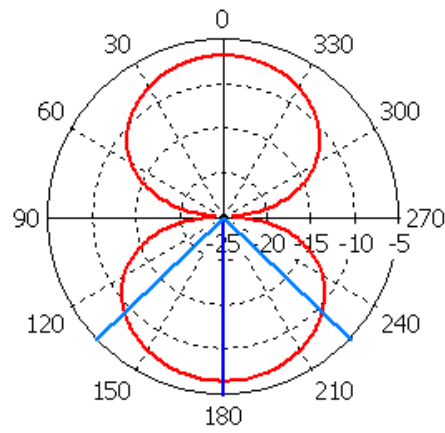
**Fig. 4.3. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.**

Le minimum du module du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}| = -5.0$  dB correspondant à une fréquence de résonance  $f_{-1} = 0.98$  GHz, à  $|S_{11}| = -12.9$  dB correspondant à une fréquence de résonance  $f_0 = 1.45$  GHz, à  $|S_{11}| = -15.2$  dB correspondant à une fréquence de résonance  $f_{+1} = 2.20$  GHz.

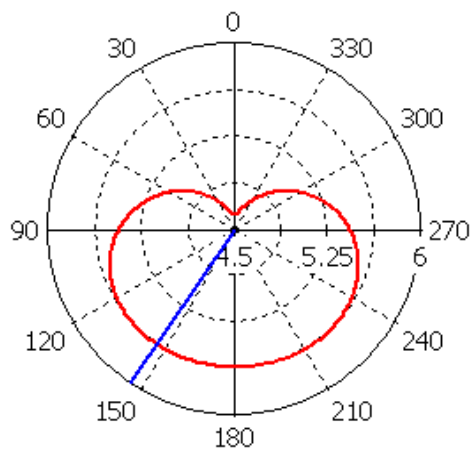
Le rapport entre les fréquences de résonance des premier et deuxième modes est 1.51 et le rapport entre les premier et troisième est 2.24. Le rapport entre ces modes peut être arbitrairement choisi et dépend du patch. Il est contestable qu'une antenne multifréquence avec différents modes de rayonnement a été obtenue (multifonction).

D'ailleurs, la longueur est réduite en ce qui concerne les antennes patch conventionnelles  $\lambda/2$  aux fréquences additionnelles.

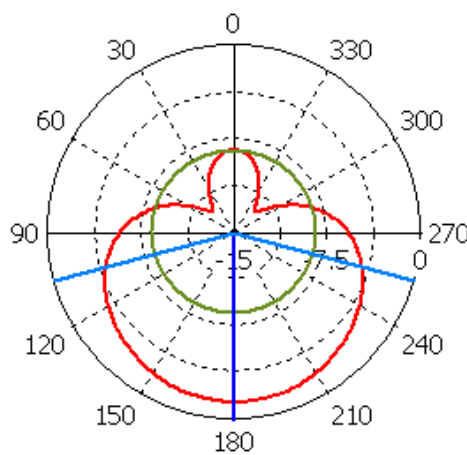
Les résultats obtenus du diagramme de rayonnement dans le plan xy sont implantés dans la figure 4.4.



(a) mode  $n=-1$ ,  $f_1=1.06\text{GHz}$ .



(b) mode  $n=0$ ,  $f_0=1.45\text{GHz}$ .

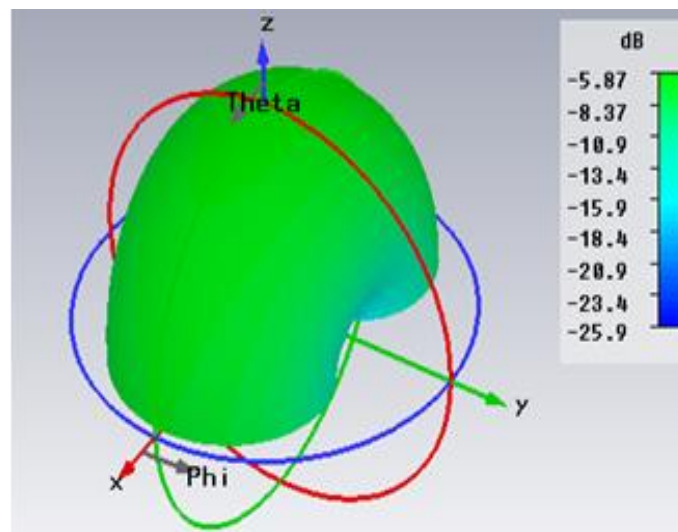


(c) mode  $n=+1$ ,  $f_1=2.16\text{GHz}$ .

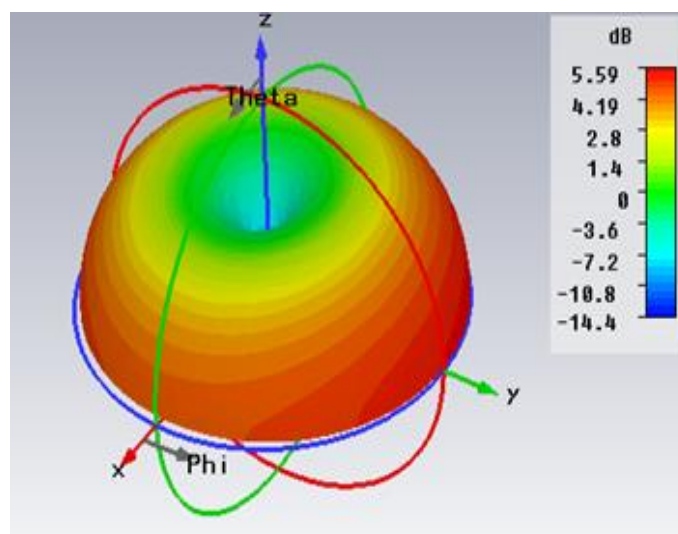
Fig. 4.4. Diagrammes de rayonnement de l'antenne patch conçue.

Comme l'illustre la figure 4.4.a, le diagramme de rayonnement du mode  $n=-1$  est très proche à celui de l'antenne patch conventionnelle. Alors que pour le diagramme de rayonnement du mode  $n=0$ , on observe une valeur nulle dans la direction du flanc. Le diagramme de rayonnement de forme de flanc est également obtenu pour le mode  $n=+1$  comme le montre la figure 4.4.c.

Les diagrammes de rayonnement tridimensionnels (3D) pour les trois modes sont donnés par la figure 4.5.

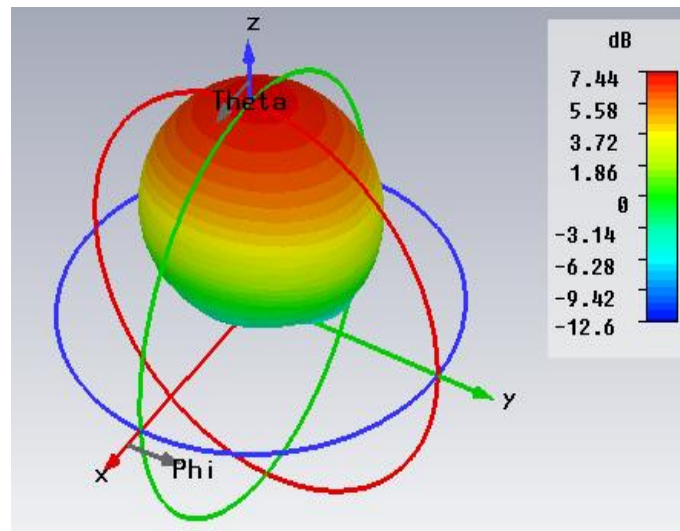


(a) mode  $n=-1$ ,  $f_1=1.06\text{GHz}$ .



(b) mode  $n=0$ ,  $f_0=1.45\text{GHz}$ .



(c) mode  $n=+1$ ,  $f_{+1}=2.16\text{GHz}$ .**Fig. 4.5. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne conçue.**

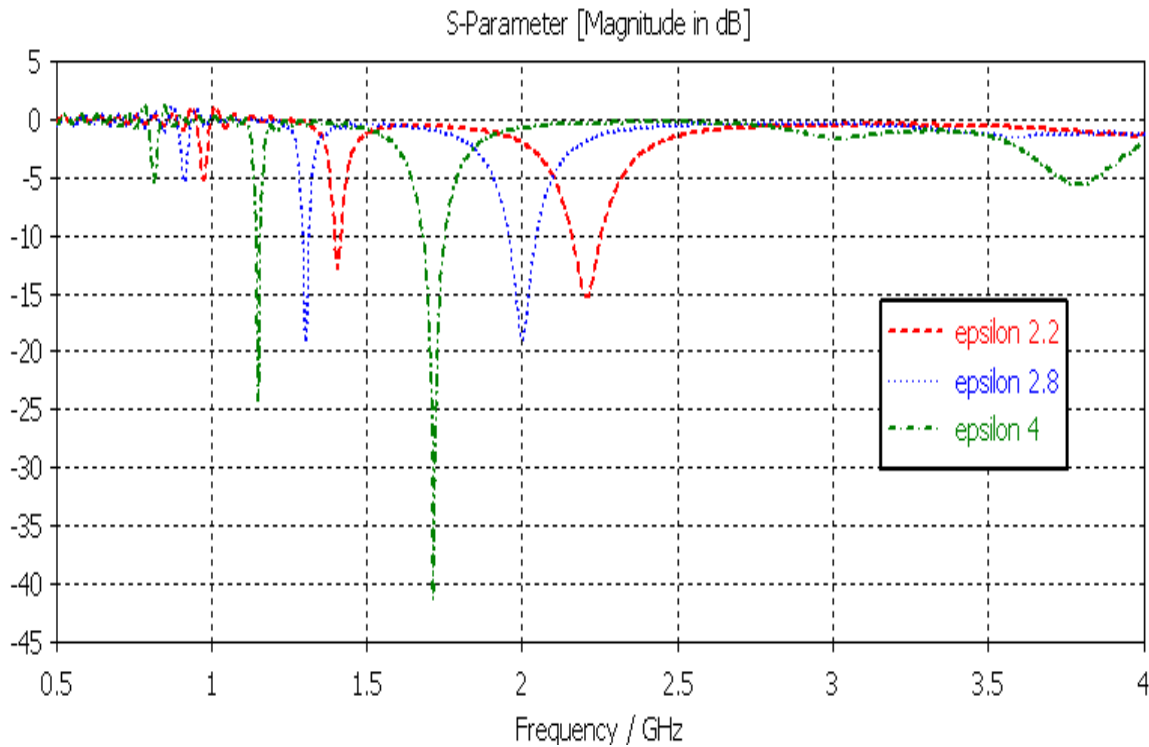
Les gains de l'antenne sont :  $-5.87\text{dB}$  correspondant à  $f_{-1}$ ,  $+5.59\text{dB}$  correspondant à  $f_0$  et  $+7.44\text{dB}$  correspondant à  $f_{+1}$ . Les gains des modes additionnels ( $n=-1, 0$ ) sont réduits en ce qui concerne les patches conventionnels parce que la longueur électrique de l'antenne patch est également plus petite. Ceci est dû à la miniaturisation réalisée.

### 3. Effet du diélectrique

Dans cette phase, nous étudions l'effet de la permittivité du diélectrique. L'étude se fait sur la structure donnée par la figure 4.1. Les caractéristiques géométriques de l'antenne restent inchangées :

- Le plan de masse est de  $(L \times W) = 80\text{mm} \times 80\text{mm}$ .
- Le patch est de  $(l_p \times w_p) = 42\text{mm} \times 42\text{mm}$ .
- Les cellules LH de  $(l_c \times w_c) = 17.8\text{mm} \times 10.6\text{mm}$ .
- Le diamètre des vias est  $d = 0.7\text{mm}$ .
- L'espacement entre les deux cellules est :  $g_c = 0.40\text{mm}$ .
- L'espacement de séparation entre le patch et la structure LH est :  $g_p = 0.20\text{mm}$ .
- Le substrat diélectrique est de hauteur  $h = 8\text{mm}$  et de permittivité  $\epsilon_r = 2.2, 2.8$  et  $4.0$ .

Pour la bande de fréquence  $[0.5, 4.0]\text{GHz}$ , on superpose les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  (en dB) pour les trois diélectriques dans la figure 4.6.



**Fig. 4.6. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.**

Nous remarquons que les fréquences de résonance décalent vers la gauche (la fréquence de résonance diminue) avec l'augmentation de la permittivité.

Par ailleurs, pour la fréquence de résonance  $f_{+1}$ , le pic du module du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}| = -15\text{dB}$  pour le diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 2.2$  à  $|S_{11}| = -41\text{dB}$  pour le diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 4.0$ . Cependant, pour la fréquence de résonance  $f_0$ , le pic du module du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}| = -13\text{dB}$  pour le diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 2.2$ , à  $|S_{11}| = -25\text{dB}$  pour le diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 4.0$ . Toutefois, pour la fréquence de résonance  $f_{-1}$ , le pic du module du coefficient de réflexion resté inchangé  $|S_{11}| = -5\text{dB}$  pour les diélectriques de permittivité  $\epsilon_r = 2.2$  et  $4.0$ .

On peut conclure que cette antenne est sensible à la permittivité relative du substrat diélectrique de telle façon que chaque modification du substrat diélectrique fait changement à toutes les fréquences de résonance. Par conséquent, l'adaptation de la fréquence de résonance est difficile.

De plus, nous remarquons que l'effet de la permittivité relative du substrat sur la bande passante est négligeable.

## 4. Effet des Caractéristiques géométriques

Dans cette phase, nous allons extraire l'effet des paramètres géométriques ( $h$  : épaisseur du substrat, les dimensions des cellules LH, les dimensions de patch ( $l_p \times w_p$ ), les espacements  $g_c$  et  $g_p$  et l'excitation sur les caractéristiques de l'antenne.

### 4.1. Effet de l'épaisseur du substrat

Nos calculs ont été effectués pour un substrat diélectrique de permittivité  $\epsilon_r=12.2$  mais pour quatre différentes épaisseurs :  $h=12, 14, 16$  et  $18\text{mm}$ .

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  (en dB) pour les quatre épaisseurs sont implantés dans la figure 4.7.

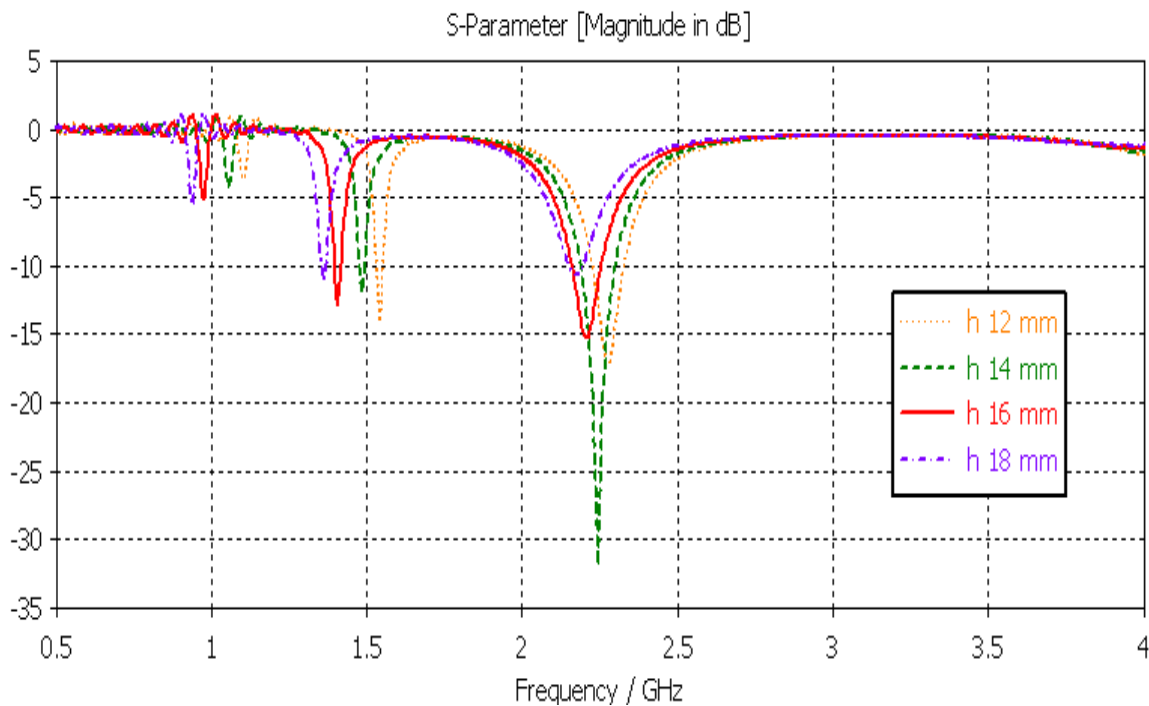


Fig. 4.7. Effet de l'épaisseur du substrat du diélectrique sur l'antenne.

Nous remarquons que la fréquence de résonance fondamentale  $f_{+1}$  presque inchangé. Le pic du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}|=-10\text{dB}$  à  $-32\text{dB}$ . Par ailleurs, pour les fréquences additionnelles ( $f_0, f_{-1}$ ). Nous remarquons que l'augmentation d'épaisseur du substrat diélectrique mène à une séparation plus élevée entre la fréquence de résonance fondamentale et les fréquences additionnelles.

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

#### 4.2. Effet des dimensions du patch

Nous exploitons la même antenne mais on calcule cette fois-ci le coefficient de réflexion pour trois différentes dimensions du patch :  $(l_p \times w_p) = 36\text{mm} \times 36\text{mm}$ ,  $42\text{mm} \times 42\text{mm}$  et  $50\text{mm} \times 50\text{mm}$ .

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  (en dB) pour les trois différentes dimensions du patch sont implantés dans la figure 4.8.

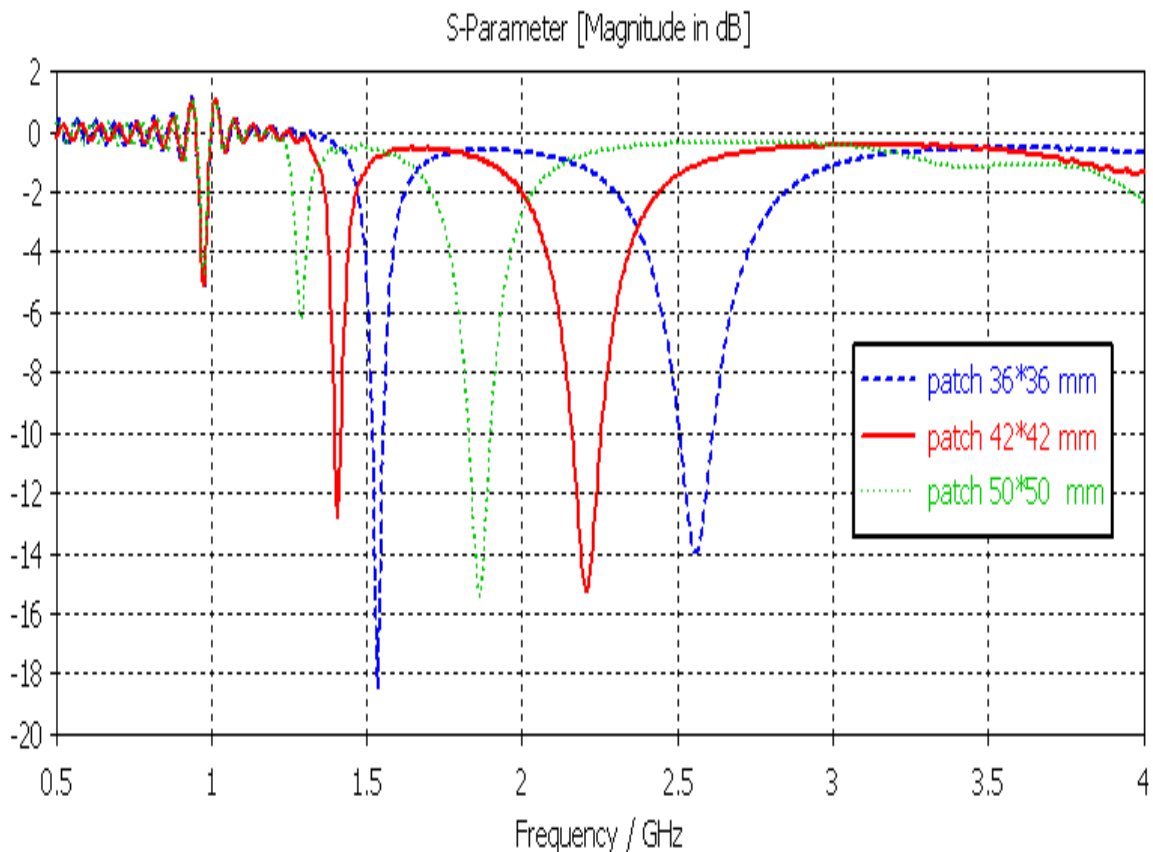


Fig. 4.8. Effet des dimensions du patch sur le rayonnement de l'antenne.

Nous constatons, d'une part, que les fréquences de résonance  $f_0$  et  $f_{+1}$  se changent inversement avec la longueur du patch. D'autre part, la fréquence de résonance  $f_{-1}$ , du mode  $n=-1$ , reste inchangée.

On peut conclure que l'adaptation des fréquences de résonance  $f_0$  et  $f_1$  est facile pour une séparation plus élevée entre les fréquences  $f_0$ ,  $f_1$  et  $f_{-1}$ .

### 4.3. Effet de la largeur des cellules LH

Nous exploitons la même antenne décrite précédemment pour calculer, cette fois-ci, le coefficient de réflexion pour une cellule LH de longueur  $l_c=17.8\text{mm}$  et de trois différentes largeurs  $w_c=5.3, 8.0$  et  $10.6\text{mm}$ .

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  (en dB) pour les trois différentes largeurs de cellule sont superposés dans la figure 4.9.

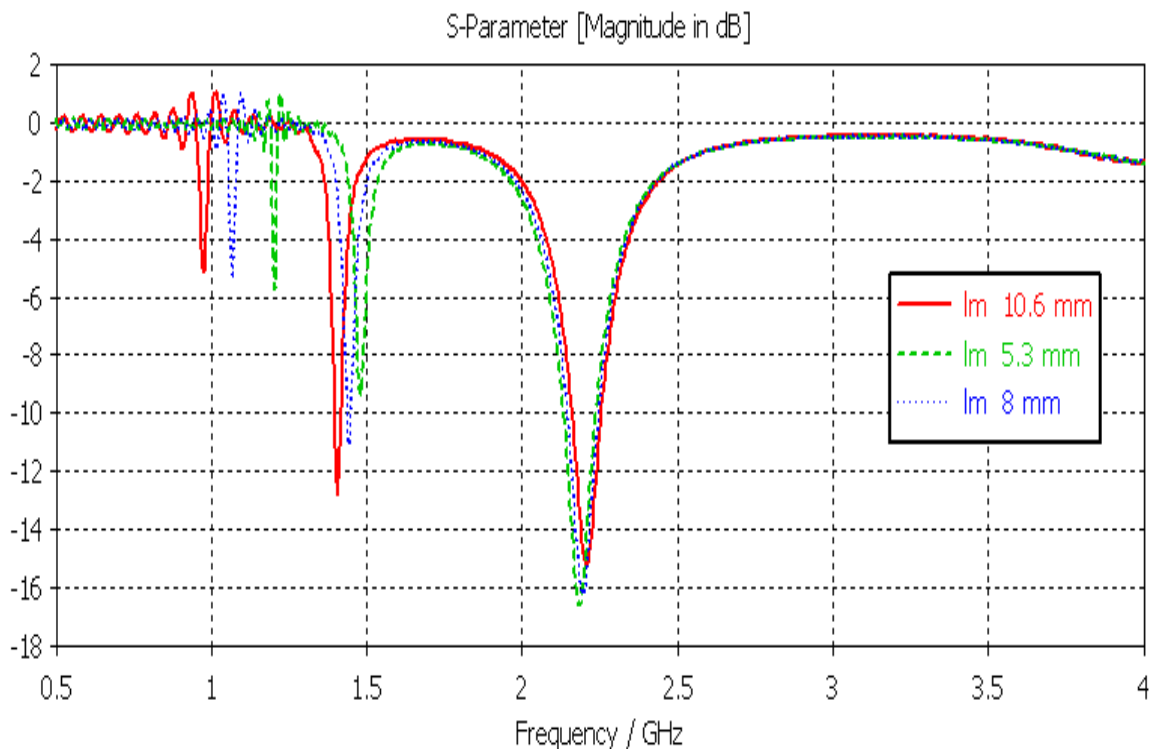


Fig. 4.9. Effet de la largeur de cellules LH sur l'antenne conçue.

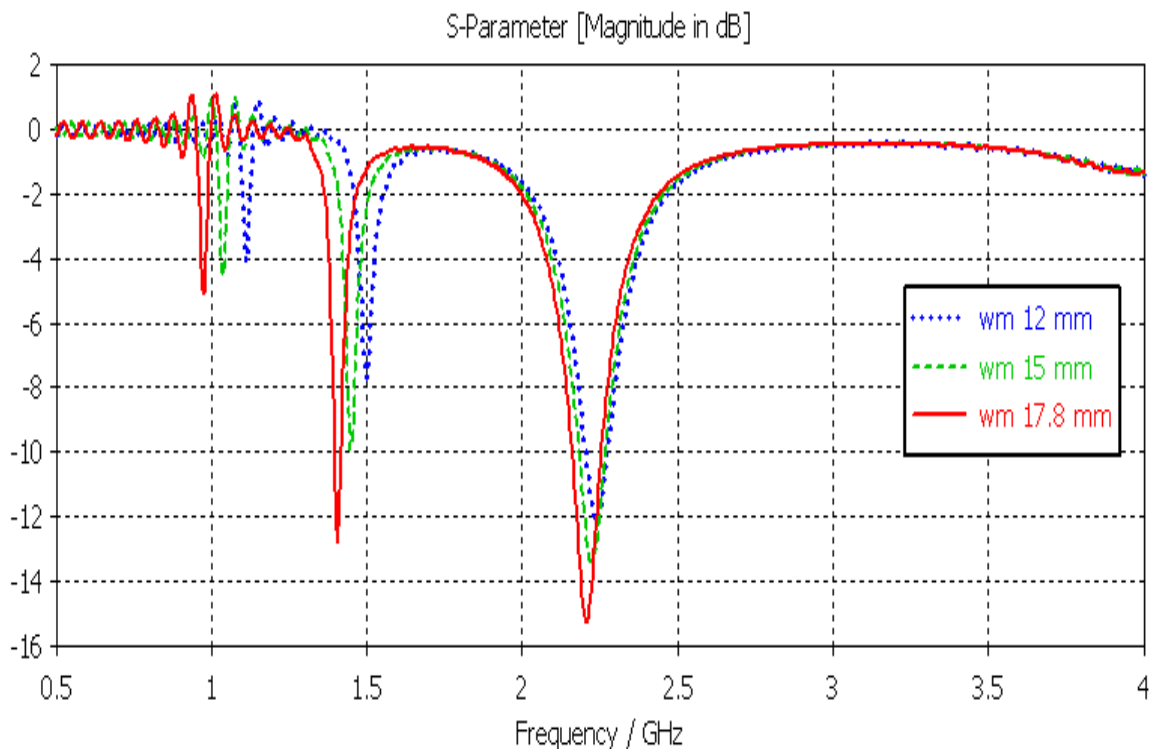
Nous constatons, d'une part, que les fréquences de résonance  $f_0$  et  $f_{-1}$  se changent inversement avec la longueur des cellules. D'autre part, on remarque que la fréquence de résonance  $f_{+1}$  reste inchangée.

Nous pouvons conclure que les cellules LH influent considérablement sur les deux fréquences de résonance  $f_0$  et  $f_{-1}$  de telle façon que plus la largeur des cellules  $w_c$  augmente plus la différence entre les fréquences fondamentales et les fréquences additionnelles devient plus importante.

#### 4.4. Effet de la longueur des cellules LH

Nous calculons cette fois-ci le coefficient de réflexion de la même structure antennaire conçue avec des cellules LH de largeur  $w_c=10.6\text{mm}$  et ceci pour quatre différentes longueurs :  $l_c=10.6, 12.0, 17.8$  et  $15.0\text{mm}$ .

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  (en dB) pour les quatre différentes longueurs des cellules sont superposés dans la figure 4.10.



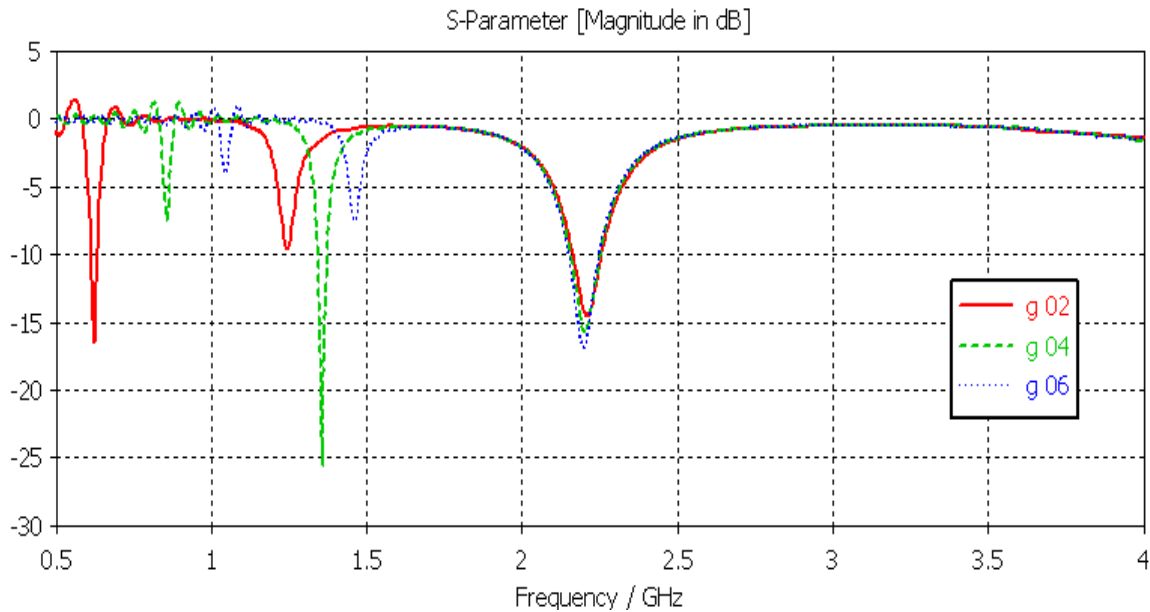
**Fig. 4.10. Effet de la longueur des cellules LH sur l'antenne conçue.**

Nous constatons, d'une part, que les fréquences de résonance  $f_0$  et  $f_{-1}$  se changent inversement avec la longueur des cellules. D'autre part, on observe que la fréquence de résonance  $f_{+1}$  reste inchangée.

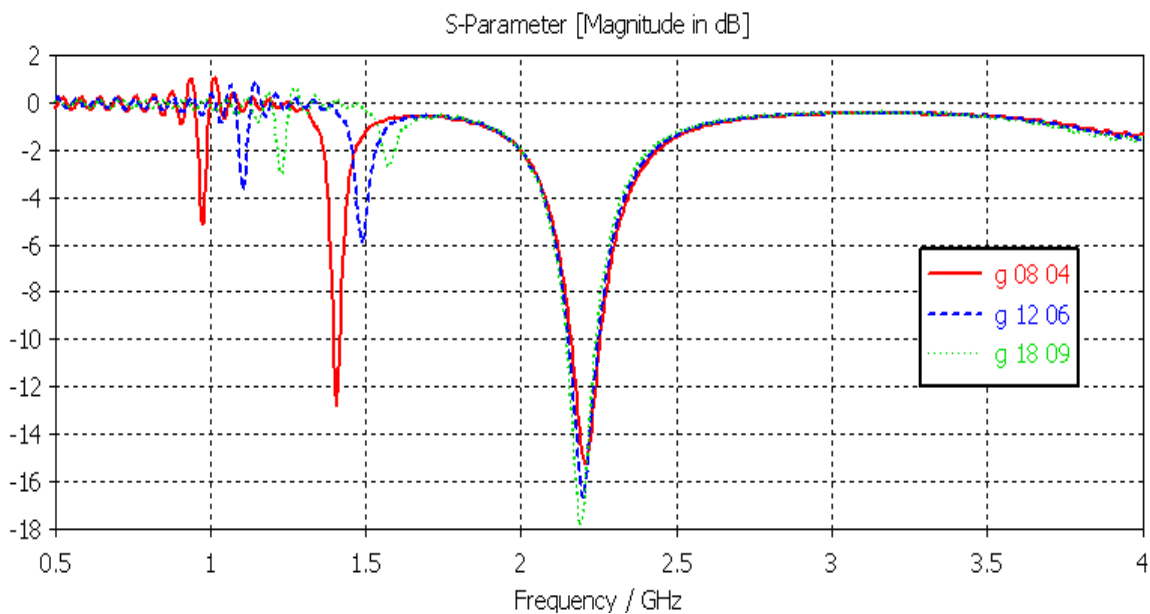
On peut conclure que la longueur des cellules LH peut influencer sur le comportement de l'antenne conçue. En plus, chaque augmentation dans la longueur des cellules provoque une croissance dans la différence entre les fréquences fondamentales et les fréquences additionnelles. Aussi, on peut jouer sur l'adaptation des fréquences additionnelles à travers les dimensions des cellules.

#### 4.5. Effet des espacements

Dans cette phase, nous calculons le coefficient de réflexion pour six différentes dimensions des cellules LH :  $(g_c, g_p) = (0.2, 0.2), (0.4, 0.4), (0.6, 0.6), (0.8, 0.4), (1.2, 0.6)$  et  $(1.8, 0.9)$ mm. Pour mieux visualiser les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  (en dB), nous avons regroupé ceux des trois premiers cas (où les espacements sont identiques) dans la figure 4.11.a et ceux des trois derniers cas dans la figure 4.11.b.



(a) Espacements identiques :  $g_c = g_p$ .



(b) Espacements proportionnels :  $g_c = 2 \times g_p$ .

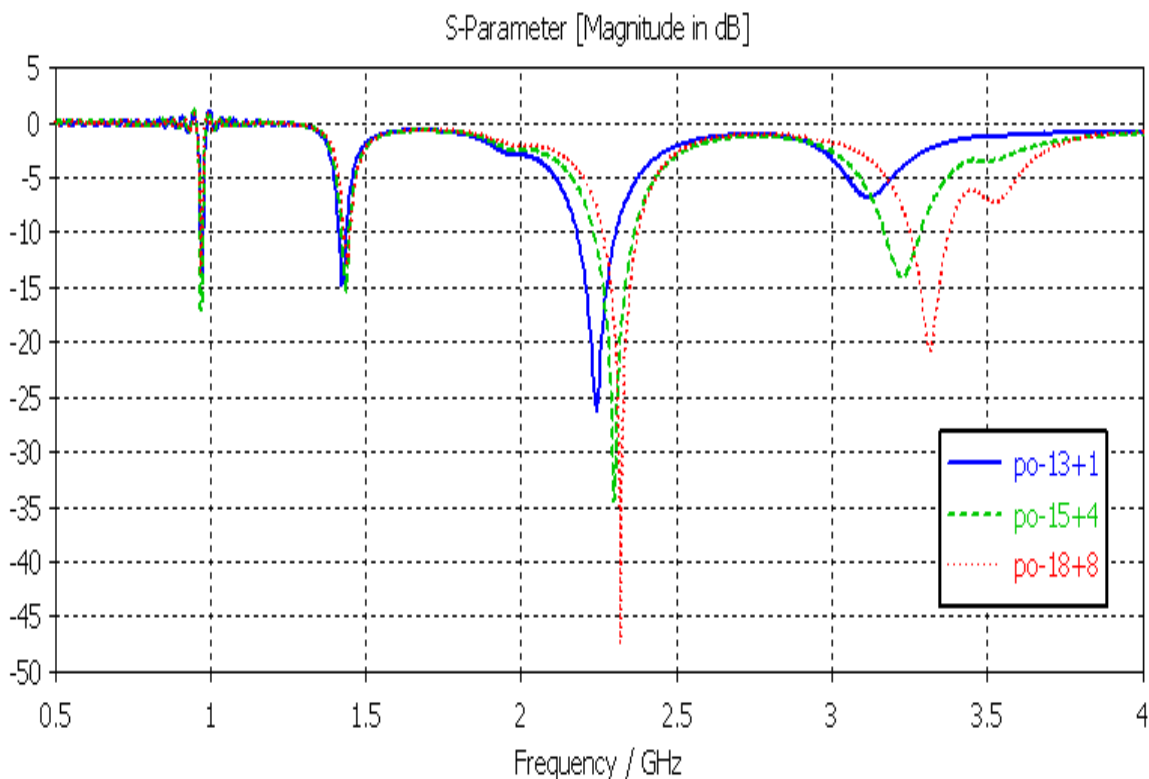
Fig. 4.11. Effet des espacements  $g_c$  et  $g_p$  sur l'antenne conçue.

On observe que les fréquences de résonance  $f_0$  et  $f_{-1}$  se changent en fonction de l'espacement entre les cellules et entre les cellules et le patch alors que la fréquence de résonance  $f_{+1}$  reste inchangée. Ceci montre qu'on peut faire l'adaptation de la résonance par modification des espacements  $g_c$  et  $g_p$ .

#### 4.6. Influence de la position du point d'excitation

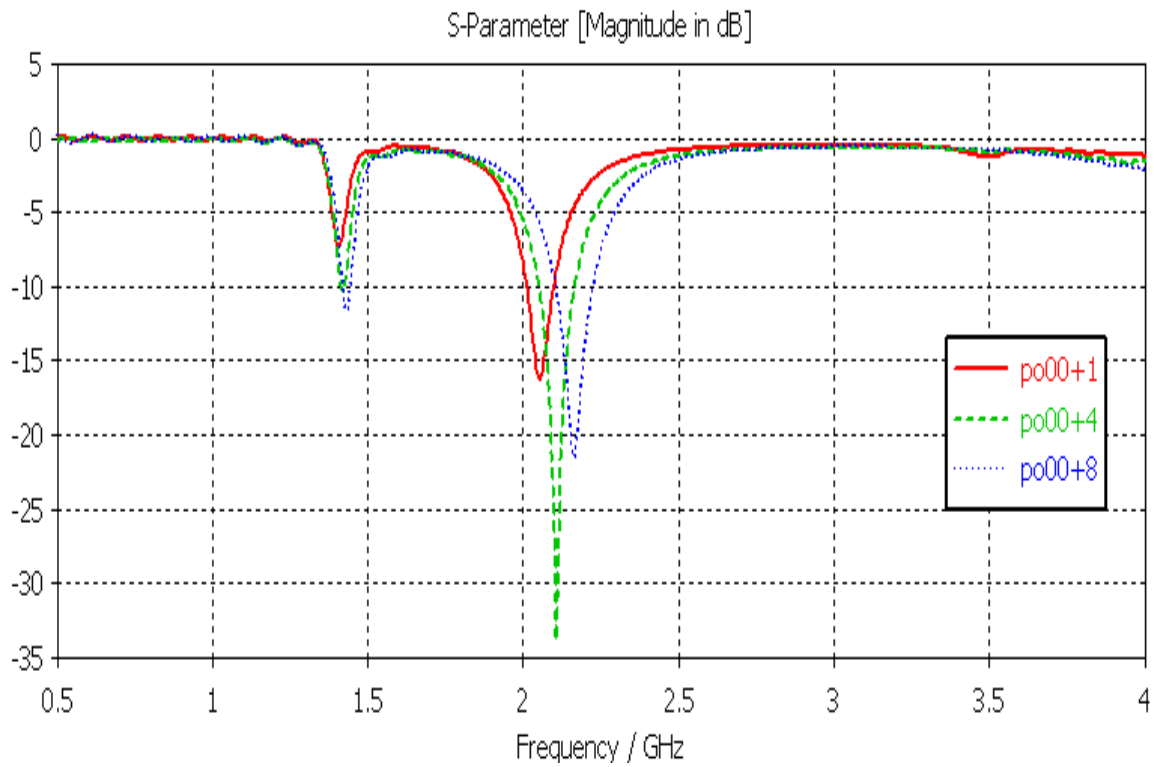
Nous allons maintenant observer l'influence de la position du point d'excitation sur les performances de l'antenne. Les différents résultats obtenus des simulations sont implantés dans la figure 4.12.

Pour mieux illustrer cette influence, nous avons regroupé, dans la figure 4.12.a, les résultats du module du coefficient de réflexion de l'antenne des trois cas où le point d'alimentation est placé au voisinage du coin du patch. Ceux obtenus pour trois cas où le point d'alimentation est placé aux alentours de l'axe des vias sont implantés dans la figure 4.12.b. Les résultats des trois derniers cas où le point d'alimentation est placé en alignement avec l'axe des vias sont superposés dans la figure 4.12.c.

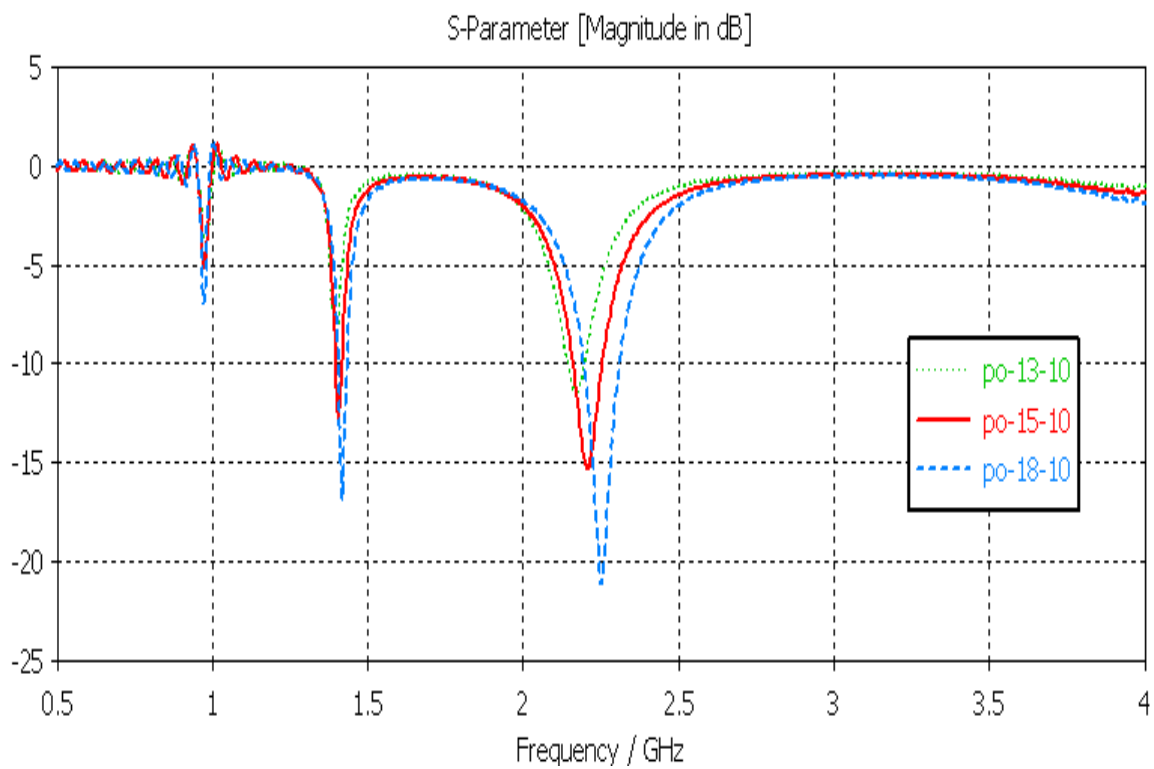


(a) Positions du point d'excitation au voisinage du coin du patch.





(b) Positions du point d'excitation au voisinage de l'axe des vias.



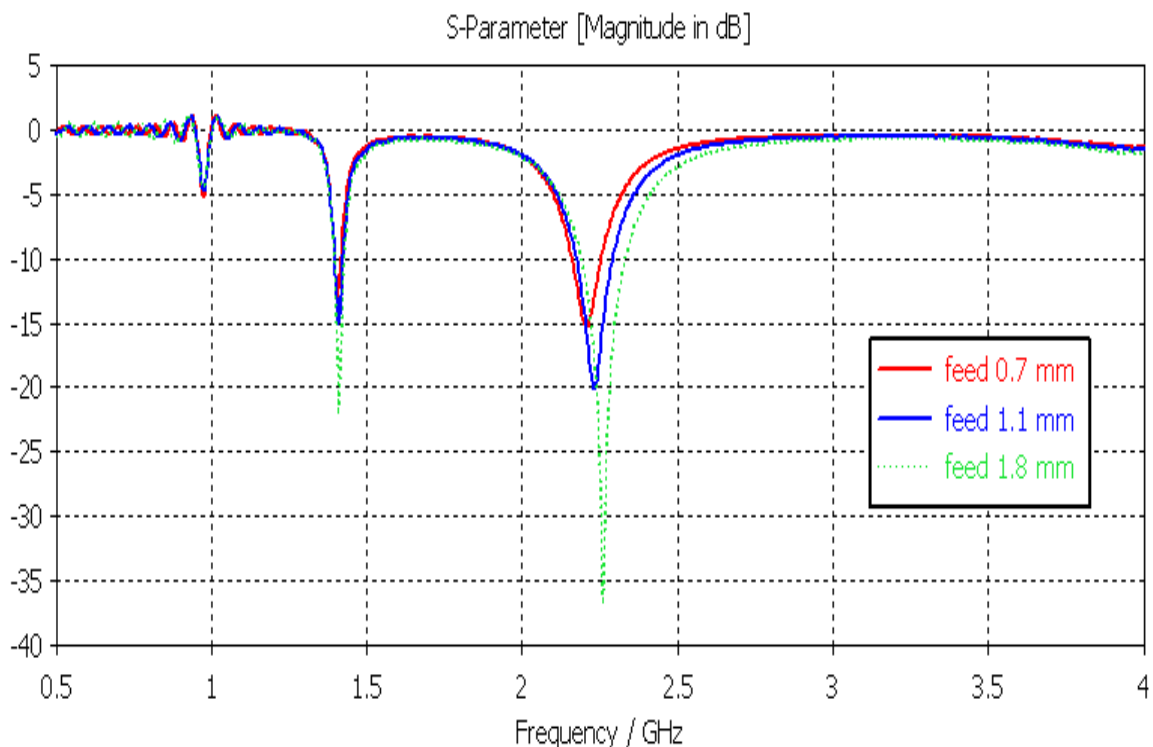
(c) Positions du point d'excitation en alignement avec l'axe des vias.

Fig. 4.12. Influence de la position du point d'excitation sur l'antenne conçue.

Nous remarquons que la position du point de l'alimentation a une influence considérable sur les pics des courbes du coefficient de réflexion. Nous constatons également dans le cas où le point d'alimentation est placé en alignement avec l'axe des vias, la disparition de la fréquence de résonance  $f_{-1}$ . Cette disparition résulte de l'absence de l'effet de la structure LH.

#### 4.7. Effet du diamètre du point d'excitation

Nous étudions, dans cette section, l'influence du diamètre de la probe d'excitation sur le comportement de l'antenne conçue. Nos simulations ont été effectuées sur trois différents cas du diamètre de la probe :  $d_{\text{probe}}=0.7, 1.1$  et  $1.8\text{mm}$ . Les résultats ainsi obtenus sont implantés dans la figure 4.13.



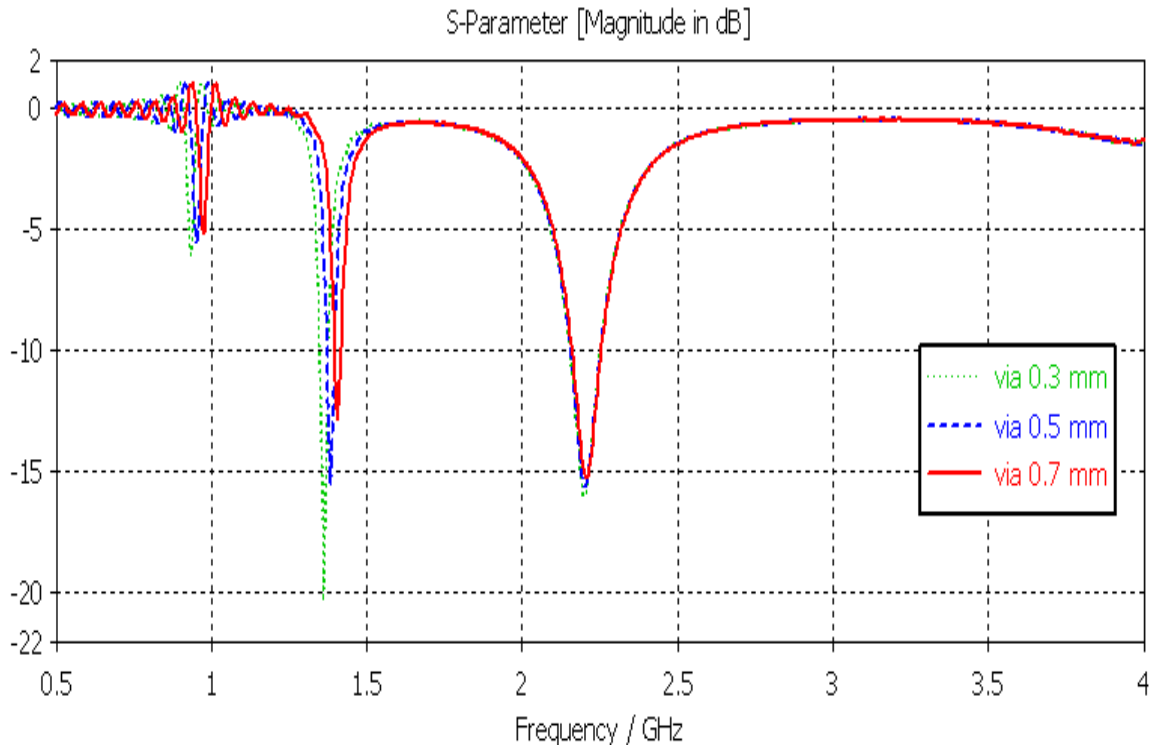
**Fig. 4.13.** Influence du diamètre de la probe d'excitation sur l'antenne conçue.

En se basant sur les résultats des simulations donnés par la figure 4.13, on constate qu'il est très intéressant de pouvoir améliorer le pic du  $|S_{11}|$  en jouant sur le diamètre du point d'excitation.

Seulement, il faut signaler que cet effet reste restreint sur les fréquences de résonances additionnelles.

#### 4.8. Effet du diamètre des vias

Nous étudions ici l'influence du diamètre des vias sur le comportement de l'antenne conçue. Nos simulations ont été effectuées pour trois différents cas du diamètre des vias :  $d_{\text{via}}=0.3, 0.5$  et  $0.7\text{mm}$ . Les résultats ainsi obtenus sont implantés dans la figure 4.14.



**Fig. 4.14.** Influence du diamètre des vias sur l'antenne conçue.

Les résultats de simulation montrent clairement l'influence du diamètre des vias sur les valeurs fréquences de résonances surtout  $f_{-1}$  et  $f_0$  ainsi que sur le coefficient de réflexion de l'antenne conçue. En effet, on peut améliorer le pic du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  en jouant sur le diamètre des vias.

## Conclusion générale

L'objectif de ce travail de magister est l'étude, la simulation et conception d'une antenne en technologie microruban dont l'élément rayonnant est un patch de forme rectangulaire rempli de structures à métamatériaux main gauche (LHM).

Après avoir effectué une synthèse bibliographique, on a décrit les antennes multifréquence et multifonction ainsi que les structures métamatériaux et leur application pour optimiser les antennes en termes d'efficacité et de compacité.

L'utilisation du simulateur CST-MWS 2012 pour concevoir et étudier notre antenne a été, ensuite, justifiée. Une description des différentes étapes de conception et de simulation d'une antenne a été rapportée.

Un modèle simple, basé sur la méthode de la ligne de transmission, de l'antenne conçue a été utilisé pour démontrer ses performances multifréquence et multifonction.

Enfin, nous avons présenté les résultats de simulation de notre antenne conçue. En plus, nous avons étudié l'influence des différents paramètres (géométriques et physique) caractérisant l'antenne conçue.

Comme perspective, nous envisageons introduire une sous-routine d'optimisation des différents paramètres de l'antenne multifonction conçue.

## Bibliographie

- [1] T. Lo, D. Solomon, and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 27, no. 2, March 1979.
- [2] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 29, no. 1, January 1981.
- [3] C. Luxey & al., "Antennes imprimées - bases et principes", Techniques de l'Ingénieur, Traité Électronique, E 3310 : 1-15, 2008.
- [4] K-L. Wong, Compact and Broadband Microstrip Antennas, John Wiley & Sons, 2002
- [5] G.V. Eleftheriades, "Negative-refractive index transmission line metamaterials and enabling microwave devices", European EUMC Conference (2004).
- [6] J. B. Pendry & al., "Low frequency plasmons in thin-wire structures", J. Phys.: Condens. Matter, vol. 10, pp. 4785-4809, 1998.
- [7] J. B. Pendry & al., "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, pp. 2075-2084, 1999.
- [8] D. R. Smith & al., "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", Phys.Rev. Lett., vol. 84, pp. 4184- 4187, 2000.
- [9] C. Caloz and T. Itoh, Electromagnetic metamaterials: Transmission line theory and microwave applications, John Wiley & sons, Edition 2006.
- [10] F. Marqués and M. Sorolla, Metamaterials with Negative Parameters, Theory, Design and Microwave Applications, John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [11] G. Shaik, H. Schenkel, J. Detlefsen and G. Fischer, "Composite right/left handed metamaterial structures for RF narrow bandpass filter design", IEEE Metamaterials, 2008 International Workshop, pp. 291 – 296, Novembre 2008.
- [12] G. V. Eleftheriades, & al., "Electromagnetic applications of negative-refractive-index transmission-line metamaterials", Proc. 27<sup>th</sup> ESA Antenna Technology Workshop Innovative Periodic Antennas, Santiago de Compostela, Spain, pp. 21–28, Mars. 2004.
- [13] M. A. Abdalla and Z. Hu, "Design and analysis of tunable left handed zeroth-order resonator on ferrite substrate", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 11, pp. 3095-3098, Nov. 2008.
- [14] C. Caloz, A. Sanada and T. Itoh, "A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 3, pp. 980-992, Mars 2004.

- 
- [15] D. Maystre & al., "Metamaterials: from micro-waves to the visible region". *Compte – rendu de l'académie des Sciences*, vol. 6, no. 6, p. 693, Elsevier (2005).
- [16] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Dedham, Ma: Artech House, 1980.
- [17] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House Boston. London 2003.
- [18] D. Seetharamdoo, "Étude des métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaires potentielles", Thèse de doctorat, N° 3263-10, Université de Rennes I, janvier 2006.
- [19] A. Ourir, "Applications de matériaux à bandes interdites photoniques et de métamatériaux en télécommunications", Thèse de doctorat, Institut d'Électronique Fondamentale, Université de Paris XI d'Orsay, 2006.
- [20] A. Marteau, "Déphaseurs composites à base de métamatériaux accordables par films ferroélectriques", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille 1, 2009.
- [21] Anne F. De Baas, "Nanostructured metamaterials exchange between experts in electromagnetics and material science", *European commission/European research, studies and reports*, vol. 51, pp. 19-20, 2010.
- [22] S. Berthier, *Optique des milieux composites*, Paris : Polytechnica, 1993.
- [23] J. Baker-Jarvis, P. Kabos and C. L. Holloway, "Non-equilibrium electromagnetics: Local and macroscopic fields and constitutive relationships", *Phys. Rev. E*, vol. 70, pp. 1-13, 2004.
- [24] J. Baker-Jarvis et al., "Measuring the permittivity and permeability of lossy materials: solids, liquids, metals, building materials and negative-index materials", Boulder, Electromagnetics division, Natl. Inst. Stand. Technol. (NIST): Tech. Note 1536, 2004.
- [25] D. Guha and Y. M.M. Antar, *Microstrip and printed antennas new trends, techniques and applications*, John Wiley & sons, 2011.
- [26] C. A. Balanis, *Antenna Theory, analysis and design*, John Wiley & Sons, 2002.
- [27] P. V. Nikitin, and K. V. S. Rao, "Performance Limitations of Passive UHF RFID Systems", *IEEE Antennas and Propagation Society Symp.*, pp. 1011-1014, 2006.
- [28] A. Priou, "Matériaux composites en électromagnétisme - Matériaux chargés, matériaux électroniques et métamatériaux", *Techniques de l'Ingénieur, Traité Électronique*, E 1165, pp. 1-29, 2009.