



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. REFICE Mohamed Lamine

## Thème

# Modélisation et simulation des antennes en onde millimétrique à base de métamatériaux

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

Devant le jury composé de :

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

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail,*

*À*

*À mes parents,*

*À toute ma famille.*

## Remerciements

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

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

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

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

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

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

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

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

## ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة خصائص هوائي رقصي مبني على جسيمات الميتماتريل تعمل في نطاق الموجات المليمترية [3-9] جيغاهرتز.

بعد إعطاء منفذ عن الهوائيات المطبوعة و آلية عملها و كذلك جسيمات الميتماتريل، قمنا بتتميط الهوائي الرقصي المبني على حامل عازل أحادي و متعدد الطبقات بدون و مع سطوح ذات ممانعة عالية (SHI).

بعد ذلك قمنا باقتراح منهجية لتصميم هوائي الرقصي مبني على حامل من الميتماتريل يعمل في مجال الموجات المليمترية أتبعناها بدراسة تركيبية لاستخراج مختلف الوسائط التي تؤثر في سلوكها الكهرومغناطيسي.

أخيرا، قدمنا و علقنا و فسرنا نتائج المحاكاة المتحصل عليها و التي قد أثبتت حقا فعالية الهوائي الذي قمنا بتصميمه.

**كلمات مفتاحية:** النمذجة، المحاكاة، تصميم، هوائي الرقعة، ميتماتريل، النطاق الميلمترى، بناء عالي الممانعة ، CST-MWS.

# Résumé

L'objectif de ce mémoire est d'étudier les performances d'une antenne patch rectangulaire à base des métamatériaux travaillant dans la bande des ondes millimétriques (3-9 GHz).

Après avoir donné aperçu sur les antennes planaires, le mécanisme de leur fonctionnement et sur les métamatériaux, nous avons modélisé l'antenne patch déposée sur des substrats monocouche et multicouche avec et sans SHI (surfaces à haute impédance).

Ensuite, nous avons proposé une démarche de conception d'une antenne patch à base de métamatériaux travaillant en onde millimétrique qui a été suivie par une étude de synthèse pour extraire les différents paramètres influant sur son comportement électromagnétique.

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

**Mots Clés :** Modélisation, simulation, conception, antenne patch, métamatériaux, SHI, bande millimétrique, CST-MWS.

# Abstract

In this work of Magister, we have studied the performance of a rectangular patch antenna based on metamaterials working in 3-9 GHz band.

After giving generality on planar antennas, their functioning mechanism and metamaterials, we have modeled patch antenna deposited on one-layer and multilayer substrates with and without SHI (high impedance surfaces).

Then, we have proposed an approach for designing patch antenna based on metamaterials working in millimeter wave which has been followed by a synthesis study to extract the different parameters affecting its electromagnetic behavior.

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

**Keywords:** Modeling, simulation, design, patch antenna, metamaterials, SHI, millimeter wave band, CST-MWS.

# Sommaire

REMERCIEMENTS .....	iii
<b>RÉSUMÉ .....</b>	<b>iv</b>
LISTE DES FIGURES .....	ix
LISTE DES TABLEAUX .....	xi
LISTE DES ACRONYMES ET SYMBOLES .....	xii
<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 : Généralités sur les antennes et les métamatériaux</b>	
1. Introduction .....	3
2. Bande de transmission .....	3
3. Antenne .....	4
3.1. Types d'antennes .....	4
3.2. Antenne imprimée .....	5
3.3. Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch .....	5
3.4. Techniques d'alimentation .....	6
3.5. Avantages et inconvénients de l'antenne patch .....	7
4. Métamatériaux .....	8
4.1. Historique .....	8
4.2. Principe et propriétés .....	8
5. Conclusion .....	12
<b>Chapitre 2 : Modélisation des antennes à base de métamatériaux</b>	
1. Introduction .....	13
2. Concepts de base .....	13
3. Définition du problème .....	16
4. Modélisation d'une monocouche infinie en z .....	17
5. Modélisation d'une structure multicouche .....	18
6. Modélisation analytique de SHI .....	19
7. Conclusion .....	20
<b>Chapitre 3 : Description du simulateur CST-MWS</b>	
1. Introduction .....	21
2. Aperçu sur le simulateur CST-MWS .....	21
3. Exemple de simulation .....	22
4. Conclusion .....	40

<b>Chapitre 4 : Résultats de simulation</b>	
1. Introduction .....	<b>41</b>
2. Étude de l'antenne patch monocouche .....	<b>41</b>
2.1. Influence de la longueur du patch .....	<b>42</b>
2.2. Influence de la largeur du patch .....	<b>43</b>
2.3. Influence de la permittivité du substrat .....	<b>44</b>
2.4. Influence de l'épaisseur du substrat .....	<b>46</b>
2.5. Influence de la position du point d'excitation .....	<b>47</b>
3. Étude de l'antenne patch multicouche .....	<b>48</b>
4. Étude de l'antenne patch multicouche avec SHI .....	<b>51</b>
4.1. Influence de l'espacement entre l'antenne et la structure SHI .....	<b>52</b>
4.2. Influence des dimensions de la structure SHI .....	<b>54</b>
4.3. Influence des dimensions de la cellule élémentaire de SHI .....	<b>55</b>
4.4. Influence de l'espacement entre les cellules de SHI .....	<b>57</b>
5. Conclusion .....	<b>58</b>
<b>Conclusion Générale</b> .....	
	<b>59</b>
<b>Bibliographie</b> .....	
	<b>60</b>
<b>Annexe</b> .....	
	<b>62</b>



# Liste des figures

Fig. 1.1.	Présentation d'une antenne patch microruban .....	5
Fig. 1.2.	Formes des éléments rayonnants .....	5
Fig. 1.3.	Distribution des charges et densité du courant sur une antenne microruban .....	6
Fig. 1.4.	Distribution de la composante verticale du champ électrique en mode fondamental .....	6
Fig. 1.5.	Exemple de métamatériaux tridimensionnels .....	8
Fig. 1.6.	Réfraction à l'interface entre deux milieux d'indices positif et négatif .....	9
Fig. 1.7.	Perméabilité effective des résonateurs circulaires coupés .....	11
Fig. 2.1.	Représentation d'un milieu multicouche .....	16
Fig. 2.2.	Structure SHI .....	19
Fig. 2.3.	Circuit équivalent de la structure chargée périodiquement .....	20
Fig. 3.1.	Principe de la méthode FIT.....	21
Fig. 3.2.	Dialogue de choix de la composante micro-onde .....	22
Fig. 3.3.	Menu de sélection de pièces de base .....	23
Fig. 3.4.	Dialogue de configuration d'une pièce cubique.....	23
Fig. 3.5.	Dialogue de choix de matériau .....	24
Fig. 3.6.	Structure du plan de masse .....	25
Fig. 3.7.	Menu de sélection d'une face .....	25
Fig. 3.8.	Menu extrusion .....	26
Fig. 3.9.	Dialogue de l'extrusion .....	26
Fig. 3.10.	Coupe verticale transversale de la structure conçue .....	27
Fig. 3.11.	Menu de déplacement de repère .....	27
Fig. 3.12.	Dialogue de configuration du déplacement de repère .....	28
Fig. 3.13.	Vue de côté la nouvelle position de l'origine du repère .....	28
Fig. 3.14.	Vue de perspective de la structure .....	28
Fig. 3.15.	Menu d'insertion d'une pièce de forme cylindrique .....	29
Fig. 3.16.	Dialogue de configuration de la pièce cylindrique conçue .....	29
Fig. 3.17.	Dialogue de configuration de l'intersection des pièces .....	30
Fig. 3.18.	Vue de coupe verticale longitudinale de l'antenne conçue .....	30
Fig. 3.19.	Sectionnement de l'emplacement du port .....	31
Fig. 3.20.	Menu de configuration du port d'excitation .....	31
Fig. 3.21.	Dialogue d'ajout et de configuration d'un port d'entrée .....	32
Fig. 3.22.	Menu d'accès à la configuration du maillage .....	33
Fig. 3.23.	Dialogue de configuration du maillage.....	33
Fig. 3.24.	Accès au menu des conditions aux limites .....	34

Fig. 3.25.	Dialogue de configuration des conditions aux limites .....	35
Fig. 3.26.	Accès au menu des fréquences .....	35
Fig. 3.27.	Dialogue de configuration de la plage de fréquence .....	36
Fig. 3.28.	Dialogue de configuration du signal d'excitation .....	36
Fig. 3.29.	Dialogue de simulation .....	37
Fig. 3.30.	Schéma bloc du solveur temporel .....	38
Fig. 3.31.	Dialogue de configuration des résultats à visualiser .....	38
Fig. 3.32.	Dialogue de gestion des paramètres du projet .....	39
Fig. 3.33.	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence .....	39
Fig. 4.1.	Antenne patch conçue .....	41
Fig. 4.2.	Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence .....	42
Fig. 4.3.	Influence de la longueur du patch .....	43
Fig. 4.4.	Influence de la largeur du patch .....	44
Fig. 4.5.	Influence de la permittivité du substrat diélectrique .....	45
Fig. 4.6.	Influence de l'épaisseur du substrat diélectrique .....	46
Fig. 4.7.	Influence de la position du point d'excitation.....	47
Fig. 4.8.	Structure d'une antenne patch multicouche .....	48
Fig. 4.9.	Influence de permittivité de la deuxième couche sur l'antenne .....	49
Fig. 4.10.	Influence de permittivité de la première couche sur l'antenne .....	49
Fig. 4.11.	Référence de comparaison pour les résultats de substrat multicouche .....	50
Fig. 4.12.	Structure SHI conçue et un zoom de sa cellule élémentaire .....	51
Fig. 4.13.	Antenne patch multicouche avec SHI.....	52
Fig. 4.14.	Différents défauts introduits dans la SHI .....	52
Fig. 4.15.	Variation de $ S_{11} $ en fonction de la fréquence pour différents défauts de SHI .....	53
Fig. 4.16.	Variation de $ S_{11} $ en fonction de la fréquence de l'antenne avec et sans SHI .....	54
Fig. 4.17.	Nombre de couches de SHI entourant le patch .....	54
Fig. 4.18.	Influence des dimensions de la structure SHI sur l'antenne .....	55
Fig. 4.19.	Structures de SHI avec les différentes largeurs de cellules .....	56
Fig. 4.20.	Influence des dimensions de la cellule élémentaire de SHI sur l'antenne .....	56
Fig. 4.21.	Structures de SHI avec les différents espacements entre cellules .....	57
Fig. 4.22.	Influence de l'espacement entre les cellules élémentaires du SHI sur l'antenne .....	58

## Liste des tableaux

# Listes des acronymes et symboles

## • Acronymes

BIP	Bande Interdite Photonique
CMA	Conducteur Magnétique Artificiel
CEP	Conducteur Électrique Parfait
CMP	Conducteur Magnétique Parfait
SHI	Surface à Haute Impédance
SRR	Split Ring Resonator
RAF	Structure Fils Fins
FDTD	Finite Difference Time-Domain
FEM	Finite Element Method
MoM	Method of Moment
FIT	Finite Integration Technique
CST	Computer Simulation Technology
MWS	Microwave Studio
VIA	Vertical Interconnect Access

## • Symboles

$\epsilon_0$	Permittivité électrique du vide
$\mu_0$	Perméabilité magnétique du vide
$c_0$	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
TE	Transverse Électrique
TM	Transverse Magnétique

# Introduction générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique dans les dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les applications de ce domaine qui ont attiré plus d'attentions sont les antennes. Elles sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans-fil.

La bande de [3-60] GHz est très intéressante pour les communications sans-fil à haut débit de données et de courte portée. La longueur d'onde petite permet d'avoir des antennes de taille réduite ainsi que d'autres parties du système. Pour les communications haut débit en gamme millimétrique, les antennes constituent un élément critique du système, car elles jouent un rôle important dans le bilan de liaison du système déterminant la portée de communication.

L'utilisation des fréquences de plus en plus élevées dans les systèmes micro-ondes à base de structure microruban a été à l'origine du développement des antennes patch, fente, etc. Ce type d'antennes est très répandu à cause de leurs performances et capacités d'intégration avec des composants radiofréquences. En plus, elles permettent la réalisation de fonctions très particulières.

Cependant, aux bandes millimétriques, ces configurations de microruban souffrent de pertes d'insertion dues au conducteur. Pour surmonter ce problème et offrir une taille plus appropriée, des nouvelles structures basées sur des matériaux artificielles ont été proposées. En effet, cette technique sert à supprimer les ondes surfaciques se propageant sur le support de l'antenne et dégradant ses caractéristiques de rayonnement.

L'objectif de ce mémoire est d'étudier les performances d'une antenne patch conforme rectangulaire à base des métamatériaux fonctionnant dans la bande 3-9 GHz.

Ce mémoire est réparti en quatre chapitres. Le premier comprend des généralités sur les antennes planaires et le mécanisme de leur fonctionnement, ainsi que des généralités sur les métamatériaux.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation des antennes déposées sur des substrats monocouche et multicouche avec et sans surfaces à haute impédance (SHI).

Dans le troisième chapitre, nous décrivons les différentes étapes suivies pour concevoir notre antenne à l'aide du simulateur CST-MWS.

Le dernier chapitre s'attache à commenter et interpréter les résultats de simulation obtenus afin de juger les performances de l'antenne dans cette gamme de fréquence.

Enfin, ce travail s'achève par une conclusion générale.

# *Chapitre 1*

## **Généralités sur les antennes et les métamatériaux**

### **1. Introduction**

La bande millimétrique est d'autant plus utilisée dans les communications sans-fil vu, d'une part, sa faible sensibilité aux réflexions et aux réfractions par rapport aux autres bandes de fréquences et, d'autre part, sa très grande largeur de bande de fréquence la bande. La disponibilité d'une bande de fréquence [3 – 60]GHz constitue une motivation évidente pour son choix qui se traduit par un transfert élevé de données (de l'ordre de Gb/s).

Dans ce chapitre, nous présentons en premier lieu, les différents types d'antennes utilisées dans le domaine de télécommunications, leurs descriptions, leurs mécanismes de fonctionnement ainsi que leurs avantages et inconvénients. En deuxième partie, nous donnons un aperçu sur les métamatériaux.

### **2. Bande de transmission**

Les antennes opèrent dans plusieurs bandes de fréquence [1-9] :

- Ondes kilométriques [30-300]KHz et hectométriques [0.3-3]MHz pour la radiodiffusion à modulation d'amplitude et les liaisons avec les sous-marins,
- Ondes décamétriques [3-30]MHz pour les liaisons radio intercontinentales ou maritimes,
- Ondes métriques [30-300]MHz pour la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision et la radionavigation,
- Ondes décimétriques [0.3-3]GHz pour la télévision, le radar, les liaisons mobiles,
- Ondes centimétriques [3-30]GHz pour les liaisons terrestres par faisceaux hertziens, les liaisons spatiales avec les satellites artificiels, les sondes spatiales, la radiodiffusion, la télédétection par satellites artificiels, ...

- Ondes millimétriques [30-300]GHz pour la radioastronomie et certains radars, en plus elles sont utilisées en raison de l'encombrement dans le domaine des radiofréquences et hyperfréquences.

L'utilisation de la bande [3-9]GHz offre :

- une bande passante de 500MHz à 3GHz,
- des communications et transmissions de données à haut débit,
- tous les types de communications sans-fil de courte portée,
- réduction de taille et de poids des composants.

### 3. Antenne

Une antenne est un dispositif qui permet de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission et vice versa en réception afin d'assurer la transmission de l'information. On peut les qualifier comme des adaptateurs d'impédances entre l'espace et l'émetteur ou le récepteur.

#### 3.1. Types d'antennes

Il existe plusieurs types d'antennes selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau et la bande passante. On peut les classer comme suit, selon [3] :

- les formes ou les géométries :
  - filaires : dipôle, boucle, spirale,...
  - à ouverture : cornet, fente,...
  - imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale.
- le gain :
  - élevé : planaire,
  - moyen : cornet,
  - bas : dipôle, fente, patch.
- la forme de faisceau :
  - omnidirectionnelle : dipôle,
  - étroit : planaire,
  - large : réseau.



- la largeur de bande :
  - large : spirale,
  - étroite : patch, fente.

### 3.2. Antenne imprimée

Une antenne imprimée est généralement constituée d'un plan de masse, d'une ou plusieurs couches de substrat qui de permittivités  $\epsilon_{ri}$  égales ou différentes (fig. 1.1). Sur la surface, on a un élément rayonnant de géométrie quelconque (rectangulaire, circulaire, carrée,...). Il existe plusieurs mécanismes d'excitations qui permettent d'avoir des diagrammes de rayonnements en polarisations linéaires ou circulaires [4, 5, 10].

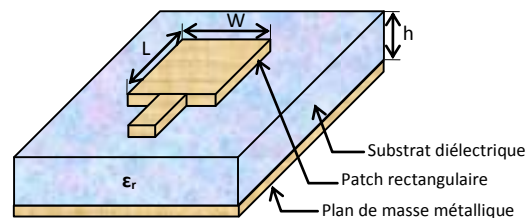


Fig. 1.1. Présentation d'une antenne patch microruban.

En pratique, les formes des éléments rayonnants les plus utilisées sont montrées dans la figure ci-dessous (fig. 1.2).

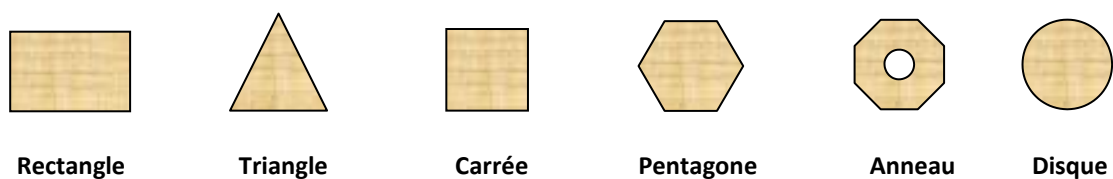


Fig. 1.2. Formes des éléments rayonnants.

Parmi toutes ces formes, le rectangle est le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes microruban.

### 3.3. Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Considérons une antenne rectangulaire à microruban alimentée par sonde, fonctionnant en mode fondamental et conduite par 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 (fig. 1.3). Les composantes du champ électrique parallèles au plan de masse, doivent être très petites dans tout le substrat (fig.1.4) [2,7].

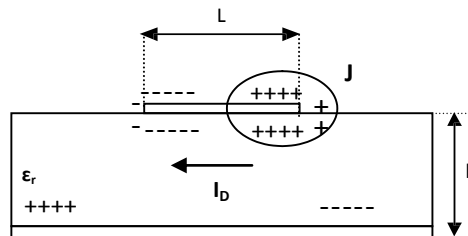


Fig. 1.3. Distribution des charges et densité du courant sur une antenne micro-ruban.

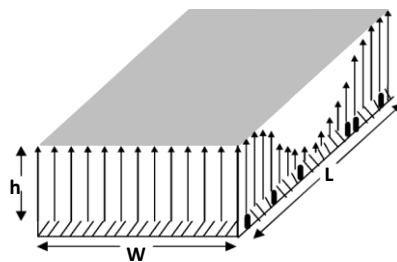


Fig. 1.4. Distribution de la composante verticale du champ électrique en mode fondamental.

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 [11].

### 3.4. Techniques d'alimentation

L'alimentation des antennes patch est l'une des parties les plus importantes dans le processus de la conception. Pour cela, plusieurs techniques ont été considérées dans ce but. En effet, elles peuvent être classées en deux grandes catégories [6] :

- Par contact :
  - ligne micro-ruban,
  - câble coaxial.

- Par proximité :
  - couplage électromagnétique,
  - couplage à ouverture (fente).

Les techniques les plus utilisées dans la bande millimétrique sont la ligne microruban ou le couplage par ouverture (fente).

### 3.5. Avantages et inconvénients de l'antenne patch

L'antenne patch présente de nombreux avantages et ses utilisations couvrent un large domaine de fréquence allant de 100MHz jusqu'à 100GHz. Parmi ses avantages nous citons [1, 3, 9] :

- faible poids,
- encombrement réduit,
- faible coût de fabrication,
- production en masse possible,
- multibandes,
- multi-polarisation possible,
- compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit),
- les réseaux d'alimentation et d'adaptation sont fabriqués simultanément avec l'antenne.

Cependant, cette antenne a aussi les limitations d'utilisation suivantes [1, 6] :

- bande passante étroite,
- gain moyen,
- rayonnement limité à un demi-plan d'espace,
- supporte uniquement les faibles puissances,
- pertes de rayonnement par onde de surface.

Ce dernier inconvénient prédomine avec l'augmentation de la fréquence utilisée, ce qui la rend incompatible avec la bande millimétrique malgré les efforts pour remédier à ce problème. Les études qui ont été réalisées pour améliorer ses inconvénients ont menées à l'améliorer jusqu'à 70% en utilisant une configuration multicouche et son gain peut s'accroître de 30% en mettant en réseau plusieurs antennes [9-23].

## 4. Métamatériaux

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

Le terme "Meta" est un préfixe grec signifiant "au-delà" ou "un niveau au-dessus", comme dans les termes "métaphysique" et "métalogique". 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 optique et en électromagnétisme, les métamatériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs comme un indice optique négatif ou un effet Doppler inversé, par exemple.

### 4.1. Historique

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

En électromagnétisme, ce nom a été popularisé par les deux publications fondatrices de J. B. Pendry [12,13], qui a introduit de manière théorique les deux classes de matériaux à permittivité et perméabilité négatives. Il revient à D. R. Smith [16], le mérite d'avoir associé les deux concepts dans un seul matériau à indice négatif testé expérimentalement pour la première fois en 2000 [14].

### 4.2. Principe et propriétés

Les métamatériaux, que nous considérerons dans la suite, sont des structures bipériodiques basées sur l'interaction entre un premier réseau à perméabilité négative et un deuxième à permittivité négative. La figure 1.5 donne un exemple de métamatériaux tridimensionnels.



Fig. 1.5. Exemple de métamatériaux tridimensionnels.

V. G. Veselago [10] 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 ( $\epsilon_{r1}>0$  et  $\mu_{r1}>0$ ) et un milieu tel que ( $\epsilon_{r2}<0$  et  $\mu_{r2}<0$ ).

En effet, lorsqu'on calcule l'indice à partir des paramètres  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$ , deux solutions sont possibles lorsque  $\epsilon_r<0$  et  $\mu_r<0$  :

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \tag{1.1}$$

En réalité, si l'on considère la continuité des champs électromagnétiques à l'interface entre deux milieux, seule la solution  $n = -\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$  est possible comme le montre la figure 1.6 [19].

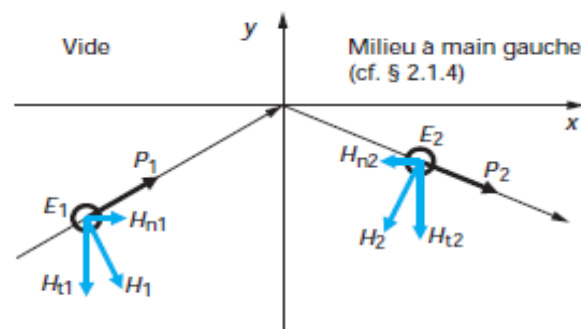


Fig. 1.6. Réfraction à l'interface entre deux milieux d'indices positif et négatif.

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

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

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.

La figure 1.5.a donne 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 :

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

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

La pulsation plasma est donnée 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 :

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

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

Le réseau de la figure 1.5.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. L'expression de cette perméabilité est la suivante :

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \times \frac{1}{1 + \frac{2i\sigma}{\omega r \mu_0} - \frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3 \omega^2}} \quad (1.9)$$

avec :  $r$  est le rayon du cylindre extérieur,  $\sigma$  est conductivité du métal,  $d$  : est la distance séparant les cylindres extérieur et intérieur,  $c_0$  est la vitesse de la lumière dans le vide.

La figure 1.7 donne l'allure de la perméabilité du réseau RCC. La perméabilité négative est obtenue dans une bande de fréquence étroite entre  $\omega_0$  et  $\omega_{mp}$ .

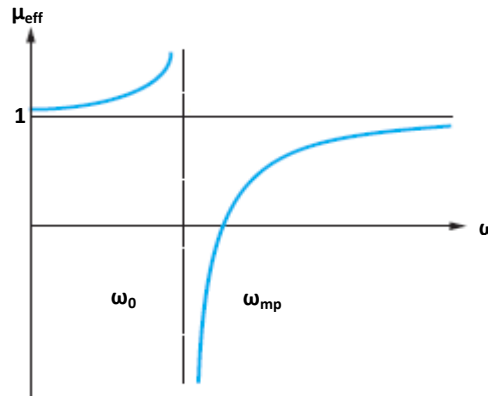


Fig. 1.7. Perméabilité effective des résonateurs circulaires coupés.

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

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3}} \quad (1.10)$$

$$\omega_{mp} = \sqrt{\frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3 (1 - \pi^2 r^2 / a^2)}} \quad (1.11)$$

Ces deux fréquences dépendent des paramètres géométriques du réseau. La bande de fréquence qui présente une perméabilité négative est étroite.

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 qui présente une perméabilité négative est très étroite.

Le matériau composite donné par la figure 1.5.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  $\omega_p$ .

## 5. Conclusion

Généralement, plus la fréquence est élevée plus l'antenne est petite et plus la bande de fréquence disponible est importante. En revanche, la propagation de l'onde électromagnétique se détériore quand on augmente la fréquence. Les meilleures qualités de propagation se situent dans les bandes de fréquences L et S utilisées pour les services de communication mobiles : avions, voitures, navigation, etc. Les services large bande utilisent des bandes de fréquences plus élevées comme celles des bandes Ku et Ka.



# Chapitre 2

## Modélisation des antennes à base de métamatériaux

### 1. Introduction

Des recherches sont en cours pour définir de nouveaux matériaux absorbants utilisant les métamatériaux. L'idée réside essentiellement dans la réalisation de matériaux d'épaisseurs plus faibles en utilisant différentes formes des surfaces à haute impédance (SHI) ou des matériaux magnétiques artificiels.

Dans ce chapitre nous présentons les principes de modélisation des structures monocouches, multicouches et SHI.

### 2. Concepts de base

En général, les champs électrique et magnétique sont périodiques dans le temps et sont décrits par des relations de type [1-5] :

$$\begin{cases} E = E_0 e^{j\omega t} \\ H = H_0 e^{j\omega t} \end{cases} \quad (2.1)$$

Si l'on considère un milieu homogène isotrope ne comportant pas de sources ou de charges électriques dans la zone d'intérêt, les équations de Maxwell s'écrivent comme suit [5] :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu_0\mu_r\vec{H}(\vec{r}) \quad (2.2)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}(\vec{r}) = -j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r\vec{E}(\vec{r}) \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \mu_0\mu_r\vec{H}(\vec{r}) = 0 \quad (2.4)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \varepsilon_0\varepsilon_r\vec{E}(\vec{r}) = 0 \quad (2.5)$$

avec  $\omega=2\pi.f$  la pulsation de l'onde ( $f$  étant la fréquence).

Seule la variable d'espace  $\vec{r}$  subsiste. Elle prendra diverses formes selon que l'on emploie des repères en coordonnées rectangulaires, cylindriques ou circulaires.

Après des substitutions, on arrive aux équations des ondes suivantes :

$$\Delta^2 E = -\omega^2 \mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r E \quad (2.6)$$

$$\Delta^2 H = -\omega^2 \mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r H \quad (2.7)$$

Ces équations traduisent les conditions de propagation dans le vide et dans les milieux diélectriques isotropes.

Pour résoudre ces équations dans les milieux isotropes, il suffit de décomposer, selon les coordonnées définies par rapport à un repère associé au problème posé et de résoudre le système linéaire formé par les équations différentielles de deuxième ordre sans second membre.

Sans diminuer la portée globale des équations de Maxwell, qu'il convient de les résoudre sous leur forme la plus générale dans la majorité des cas, on peut, par raison de simplicité, utiliser le concept d'ondes planes avec un système de coordonnées rectangulaires. La caractéristique de base d'une onde plane est qu'elle n'a pas de variation dans deux directions. Le plus souvent, on indique que la propagation se fait suivant l'axe  $z$  et les dérivées partielles en  $x$  et  $y$  sont nulles.

L'onde plane est du type [2] :

$$E = E_0 e^{kz} e^{-j\omega t} \quad (2.8)$$

$$H = H_0 e^{kz} e^{-j\omega t} \quad (2.9)$$

où  $E_0$  et  $H_0$  sont des constantes à déterminer,  $k$  est la constante de propagation donnée par :

$$k = \alpha + j\beta \quad (2.10)$$

avec  $\alpha$  est la constante d'atténuation et  $\beta$  est la constante de phase de l'onde exprimée par :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.11)$$

tel que  $\lambda$  est la longueur d'onde.

On peut exprimer  $k$  par :

$$k = k_0 \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \quad (2.12)$$

avec  $k_0$  est la constante de propagation dans le vide donnée par :

$$k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \quad (2.13)$$

Le rapport entre les champs électrique et magnétique d'une onde plane a la dimension d'une impédance et correspond à l'impédance intrinsèque du milieu qui s'exprime en ohms :

$$Z = Z_0 \sqrt{\mu_r / \epsilon_r} \quad (2.14)$$

où  $Z_0$  est l'impédance du vide qui vaut  $120\pi$  ( $\approx 377\Omega$ ).

L'impédance intrinsèque est la valeur d'impédance vue par l'onde en incidence normale attaquant un matériau plan semi-infini.

On peut, remarquer que le produit  $Z \times k$  et le quotient  $Z/k$  permettent de déduire respectivement les perméabilité et permittivité complexes du milieu.

Toutes les techniques de mesure des propriétés d'un matériau vont consister à mesurer ces deux quantités, l'impédance complexe et la constante de propagation de l'onde dans le milieu.

Pour compléter les notions sur les interactions électromagnétiques, il convient d'ajouter les lois de réflexion et de réfraction, ou lois de Snell, en amplitude et en phase. Ces lois régissent les conditions de propagation à travers un milieu diélectrique ou composite en incidence normale ou sous incidence quelconque [3].

En incidence normale, on montre que les coefficients de réflexion pour les polarisations perpendiculaire et parallèle au plan de propagation sont [5] :

$$R_E = -R_H = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.15)$$

Pour les coefficients de transmission, on a :

$$T_E = \frac{Z_1}{Z_2} T_H = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (2.16)$$

avec  $Z_1 = \sqrt{\mu_1 / \epsilon_1}$  et  $Z_2 = \sqrt{\mu_2 / \epsilon_2}$  sont les impédances des milieux 1 et 2 respectivement.

En incidence normale, l'amplitude de l'onde transmise est égale à la somme des amplitudes des ondes réfléchie et incidente ( $t=i+r$ ).

On peut remarquer que, pour rendre le milieu deux (2) invisible par rapport au milieu un (1), il suffit d'avoir :  $Z_1=Z_2$ .

Enfin, en introduisant le coefficient de réflexion en énergie R, ou réflectivité, et le coefficient de transmission en énergie T, ou transmittivité, on doit vérifier, pour la conservation de l'énergie que l'on a bien la relation [2] :

$$R+T=1 \tag{2.17}$$

### 3. Définition du problème

La figure 2.1 représente un milieu multicouche dont les paramètres sont donnés ci-après. Chaque couche **m** est définie par son épaisseur  $z_m-z_{m-1}$ , sa permittivité  $\epsilon_m$  et sa perméabilité  $\mu_m$ .

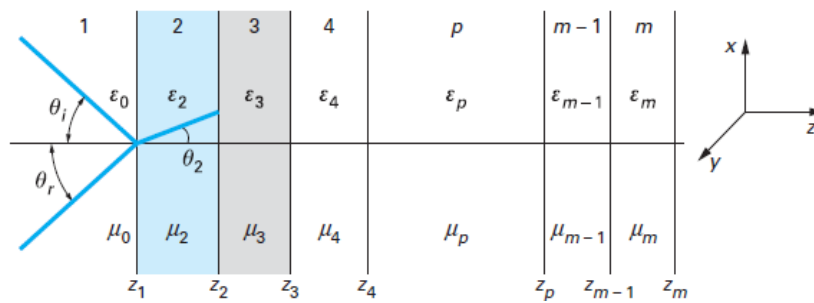


Fig. 2.1. Représentation d'un milieu multicouche.

Une onde électromagnétique arrive sur le milieu avec une incidence  $\theta_i$ , une onde réfléchi se produit avec un angle  $\theta_r$ .

D'après les lois de Snell-Fresnel, on a :  $\theta_i=\theta_r$ . L'onde transmise se déplace dans le milieu (2) avec un angle de réfraction  $\theta_2$ . Le milieu (1) est l'air, caractérisé par ses permittivité  $\epsilon_0$  et perméabilité  $\mu_0$ .

D'après les lois de Snell-Fresnel, à la première interface on a :

$$k_1 \sin\theta_1 = k_2 \sin\theta_2 \tag{2.18}$$

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

On va étudier ce qui se passe lorsque le milieu 2 est infini et lorsqu'on a une structure multicouche (m couches).

#### 4. Modélisation d'une monocouche infinie en z

Avec une couche de dimension infinie en z, en incidence normale, les coefficients de réflexion R et de transmission T sont donnés respectivement par les équations (2.15) et (2.16). On peut faire les remarques suivantes :

- **R=0** : ce qui signifie que l'impédance du milieu 2 ramenée à l'interface  $Z_1$  doit être l'impédance de l'espace libre ( $Z_1=Z_2$ ). La réflexion sera nulle s'il y a une adaptation en impédance entre les deux milieux (le milieu 2 a une impédance de  $120 \pi$  ou  $377\Omega$ ).
- **T=1** : ce qui signifie que la transmission est totale. Cela est obtenu pour les deux polarisations de l'onde si  $Z_1=Z_2$ . Dans ces conditions, tout se passe comme si la couche 2 n'existait pas. Elle ne peut pas réfléchir ni perturber la transmission de l'onde.

En fonction de l'incidence, il faut considérer la polarisation de l'onde électromagnétique. Quand le plan d'onde atteint le matériau composite, on a :

$$Z_{2E} = \frac{1}{\cos \theta_2} \sqrt{\mu_2 / \epsilon_2} \quad (2.19)$$

$$Z_{2H} = \cos \theta_2 \sqrt{\mu_2 / \epsilon_2} \quad (2.20)$$

En utilisant les équations de Fresnel, qui établissent les lois de réflexion et de transmission en fonction de la polarisation et de l'incidence, on obtient diverses relations pour un champ électrique normal et un champ magnétique parallèle au plan d'onde :

- pour la réflexion :

$$R_{E_n} = -R_{H_p} = \frac{Z_2 \cos \theta_1 - Z_1 \cos \theta_2}{Z_2 \cos \theta_1 + Z_1 \cos \theta_2} \quad (2.21)$$

- pour la transmission :

$$T_{E_n} = \frac{Z_1}{Z_2} T_{H_p} = \frac{2Z_2 \cos \theta_1}{Z_2 \cos \theta_1 + Z_1 \cos \theta_2} \quad (2.22)$$

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

Pour l'autre état de polarisation ( $E_p, H_n$ ), on pourrait établir les relations et arriver à des conclusions similaires.

### 5. Modélisation d'une structure multicouche

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

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

Les relations entre les champs de la couche  $(m-1)$  et ceux de la couche  $(m)$  peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{pmatrix} E_{m-1} \\ H_{m-1} \end{pmatrix} = A_m \begin{pmatrix} E_m \\ H_m \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

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

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

$$A_m = \begin{bmatrix} \cos \alpha_m & jZ_m \sin \alpha_m \\ j \frac{\sin \alpha_m}{Z_m} & \cos \alpha_m \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

avec :

$$\alpha_m = k_m d_m \sqrt{1 - (k_1/k_m)^2 \sin^2 \theta_1} \quad (2.25)$$

où  $d_m$  étant l'épaisseur de la couche ( $d = z_m - z_{m-1}$ ).

Les impédances s'écrivent :

$$\begin{cases} Z_{mE} = \frac{1}{\cos \theta_m} \sqrt{\mu_m / \epsilon_m} \\ Z_{mH} = \cos \theta_m \sqrt{\mu_m / \epsilon_m} \end{cases} \quad (2.26)$$

Pour passer de la matrice  $A_m$  à la matrice globale, il suffit de construire la matrice chaîne  $A$  comme suit :

$$A = A_2 \times A_3 \times A_4 \times \dots \times A_{m-1} \times A_m \quad (2.27)$$

- Si  $Z_m$  est infinie (comme pour un conducteur),  $A_m = -1$  et la matrice  $A$  a la forme [5] :

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

L'impédance d'entrée effective présentée par l'ensemble des couches est donc :

$$Z = \frac{a_{11}Z_m - a_{12}}{a_{22} - a_{21}Z_m} \quad (2.29)$$

Les nouveaux coefficients de réflexion et de transmission seront alors :

$$R = \frac{Z - Z_1}{Z + Z_1} \quad (2.30)$$

$$T = 2 \frac{Z a_{22} + a_{12}}{Z + Z_1} \quad (2.31)$$

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

Ce principe est utilisé dans les lignes de transmission sous le nom de transformateur d'impédances et dans les matériaux absorbants sous le nom de couche d'adaptation quart d'onde.

## 6. Modélisation analytique de SHI

La structure SHI étudiée est illustrée dans la figure 2.2. Elle est constituée d'un réseau de  $n \times n$  motifs métalliques carrés imprimés sur un matériau diélectrique.

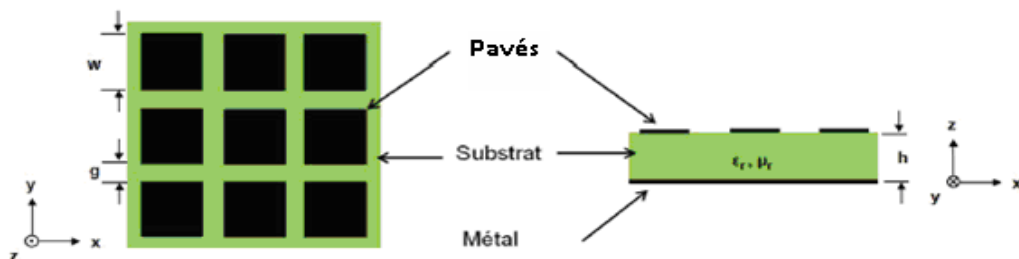


Fig. 2.2. Structure SHI.

Nous supposons que cette structure périodique est composée d'un nombre de motifs suffisamment important pour qu'elle soit considérée comme infinie. Cette structure peut

être modélisée par une cascade de  $n$  cellules élémentaires. Les caractéristiques de la propagation d'une onde sont déduites à l'aide d'une analyse de circuits (fig. 2.3). Pour cela nous appliquons un modèle à base de ligne de transmission chargée périodiquement.

En raison de simplicité, on ne considère ici qu'une seule direction de propagation. Si l'onde se propage dans la direction  $x$ , nous obtenons le circuit équivalent suivant [3] :

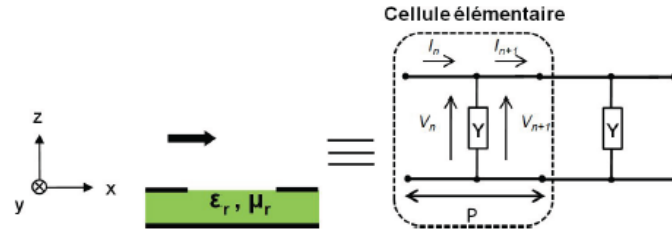


Fig. 2.3. Circuit équivalent de la structure chargée périodiquement.

La cellule unitaire se compose de deux lignes de transmission, idéales et non-chargées, de longueur  $w/2$ , d'impédance caractéristique  $Z_0$  et dont la constante de phase est  $\beta_0=k$ . Les valeurs sont calculées à partir des formules d'Hammerstad [1-5] :

$$k = \beta_0 = \frac{w}{c} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \quad (2.32)$$

$$\beta_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \left( \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} \quad (2.33)$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12(w/h)}} \quad (2.34)$$

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales démarches de modélisation des structures monocouches, multicouches et SHI. D'autre part, nous avons illustré l'interaction des ondes électromagnétiques dans les milieux homogènes où nous avons calculé les coefficients de réflexion et de transmission dans un milieu homogène ne comportant pas de sources ou de charges électriques.



# Chapitre 3

## Description du simulateur CST-MWS

### 1. Introduction

Après avoir donné, dans ce chapitre, un aperçu général sur le simulateur CST-MWS et ses principales composantes, nous décrivons, via un exemple d'application, les différentes étapes de réalisation d'un projet sous l'environnement CST-MWS pour modéliser, concevoir et optimiser une structure antennaire choisie de forme patch en technologie microruban.

### 2. Aperçu sur le simulateur CST-MWS

Le simulateur Microwave Studio de Computer Science Technology (CST-MWS) travaille dans le domaine temporel. Il calcule les champs pour des valeurs discrètes du temps et de l'espace, ainsi que l'énergie transmise entre les différents ports de la structure étudiée. Les résultats sont par la suite transférables dans le domaine fréquentiel par la transformée de Fourier inverse. CST-MWS utilise la méthode d'intégration finie (FIT: Finite Integration Technique) introduite par Weilanden 1977 [23]. Elle consiste en une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell dans leur forme intégrale. Le domaine de calcul est décomposé en cellules élémentaires cubiques. La figure 3.1 illustre le principe de la méthode pour la loi de Faraday.

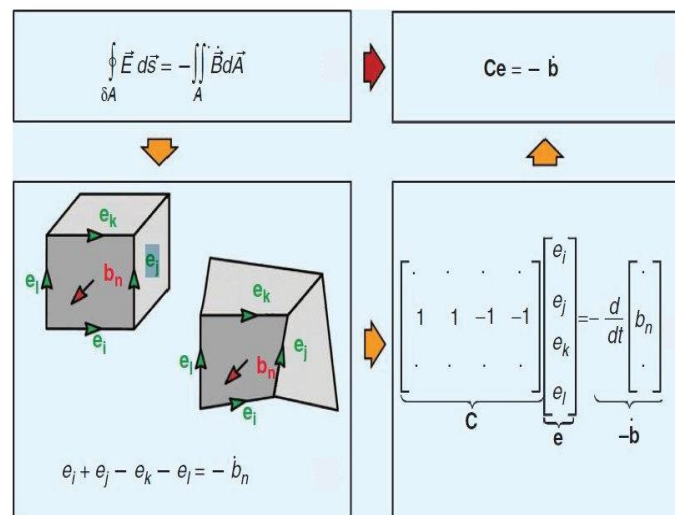


Fig. 3.1. Principe de la méthode FIT.

On exprime dans le maillage primaire la circulation du champ électrique  $\mathbf{E}$  le long des arêtes du cube et le flux magnétique  $\mathbf{B}$  à travers la face délimitée par le contour équivalent. Le maillage secondaire ou dual fait intervenir de façon analogue la circulation du champ magnétique  $\mathbf{H}$  ainsi que le flux du vecteur déplacement  $\mathbf{D}$ . On obtient ainsi une somme algébrique que l'on réécrit sous forme matricielle dans une base de vecteurs permettant de décrire de façon explicite la propagation du champ électromagnétique.

La technique FIT est une généralisation de la méthode des différences finie dans le domaine temporel FDTD (Finite Difference Time Domain) [23]. La résolution des équations se fait dans une discrétisation cartésienne pouvant caractériser jusqu'à deux matériaux distincts dans la même maille offrant un avantage considérable par rapport à la méthode FDTD, permettant entre autre de réduire le nombre global de cellules pour une précision équivalente. Cette approche, appelée technique d'approximation parfaite des limites (PBA : Perfect Boundary Approximation), permet une meilleure approximation de la structure à simuler et, donc, réduit les ressources machines à utiliser tout en limitant le temps de calcul.

### 3. Exemple de simulation

Dans cette section on va montrer les étapes à suivre dans MWS afin de modéliser la structure de l'antenne choisie. Il s'agit en fait d'une plaque rayonnante au-dessus d'un substrat diélectrique. Ce substrat à son tour est placé sur un plan parfaitement conducteur alimenté par une sonde coaxiale. Après avoir lancé CST et choisi le simulateur MWS, on procède à la création d'un nouveau projet comme le montre la figure 3.2.

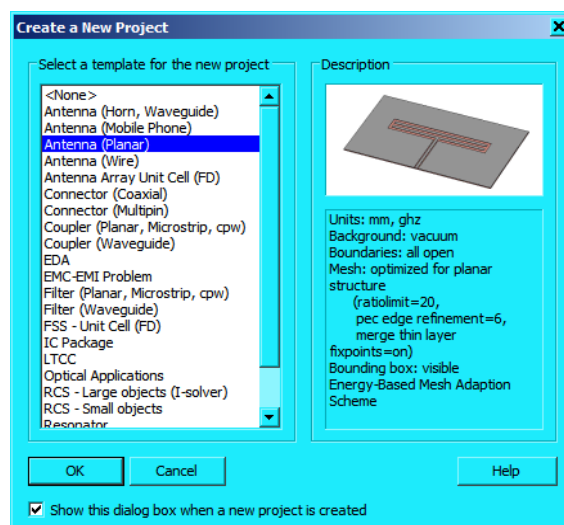


Fig. 3.2. Dialogue de choix de la composante micro-onde.

Au début de la création, il nous est demandé quelle application allons-nous réaliser. Pour notre étude, et puisque la structure est située sur un plan de masse, nous pourrions choisir "Antenna (Planar)".

A présent, il faut dessiner la structure, c'est à dire que nous dessinerons un cube et nous définissons ses trois dimensions : longueur, largeur et épaisseur représentant notre plan de masse. L'ajout d'une composante se fait à partir d'un menu déroulant que l'on appelle à partir du Menu "Objects" (fig. 3.3). Nous dessinerons également notre plan de masse avec une épaisseur  $H_1$  et une longueur  $L$  comme le précise la figure 3.4.

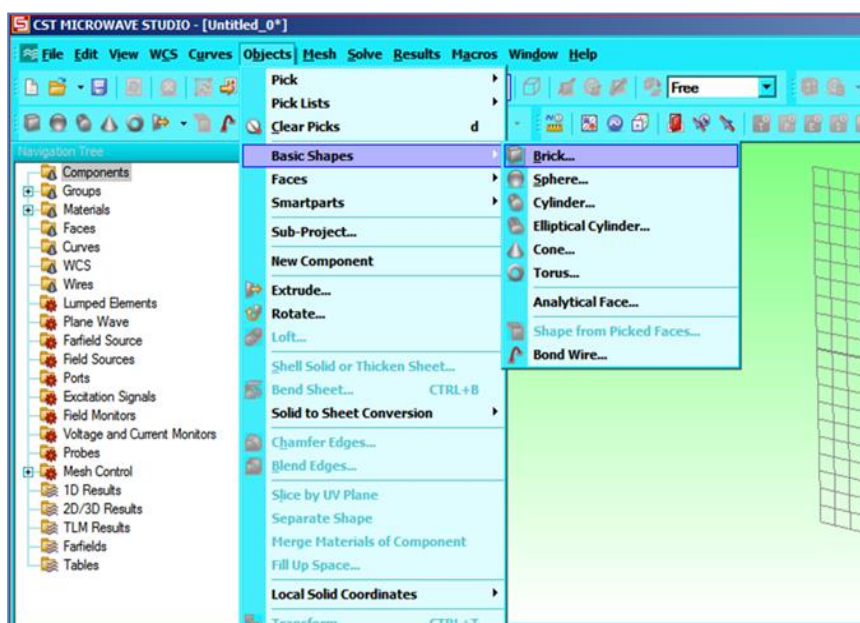


Fig. 3.3. Menu de sélection de pièces de base.



Fig. 3.4. Dialogue de configuration d'une pièce cubique.

Au début, nous définissons des variables qui nous permettront par la suite, de faire varier nos paramètres et voir leurs influences (dans la phase d'optimisation). Ensuite, nous choisirons le matériau du plan de masse à partir du menu déroulant "Material" offrant une librairie de plusieurs matériaux et produits que l'on peut se procurer facilement de différentes compagnies. De plus, si on ne trouve pas le matériau répondant à nos besoins, on peut en créer un, en entrant les propriétés désirées. Dans notre cas, on a choisi le type : conducteur parfait électriquement "PEC".

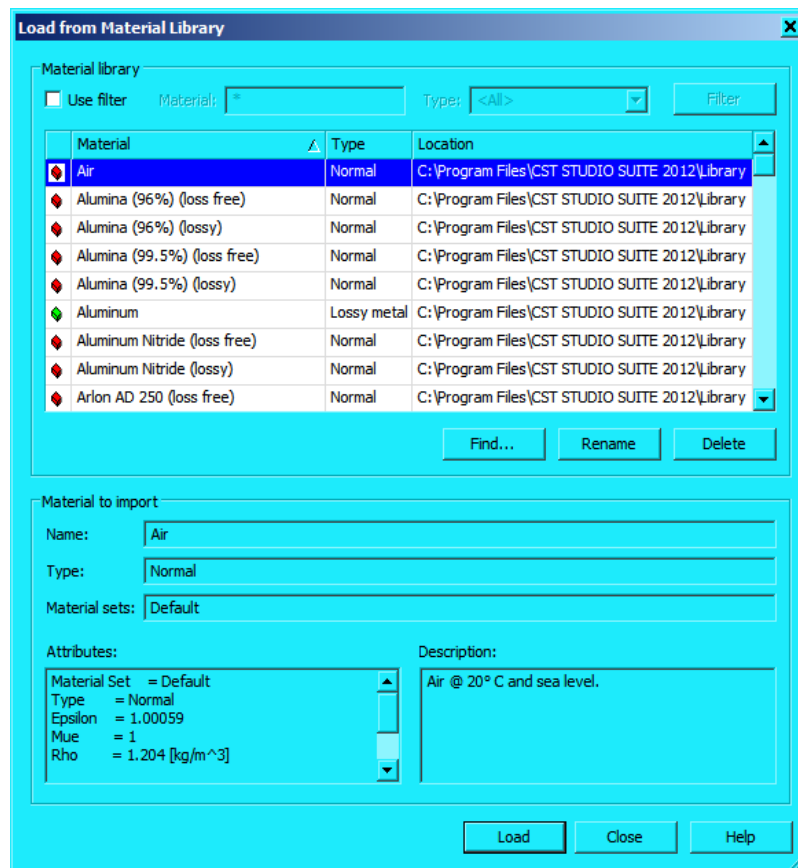


Fig. 3.5. Dialogue de choix du matériau.

La forme finale obtenue du plan de masse est illustrée dans la figure 3.6 ci-dessous.

Maintenant, nous pouvons créer le substrat diélectrique de la même manière. Lorsque nous voulons jouer sur les dimensions, il sera un peu compliqué. Afin de paramétrer notre modèle nous allons déterminer des variables et puisque le plan de masse et le substrat sont superposés l'un sur l'autre et ils ont la même longueur et la même largeur, donc, il est préférable de faire l'extrusion du plan de masse de même épaisseur que le substrat.

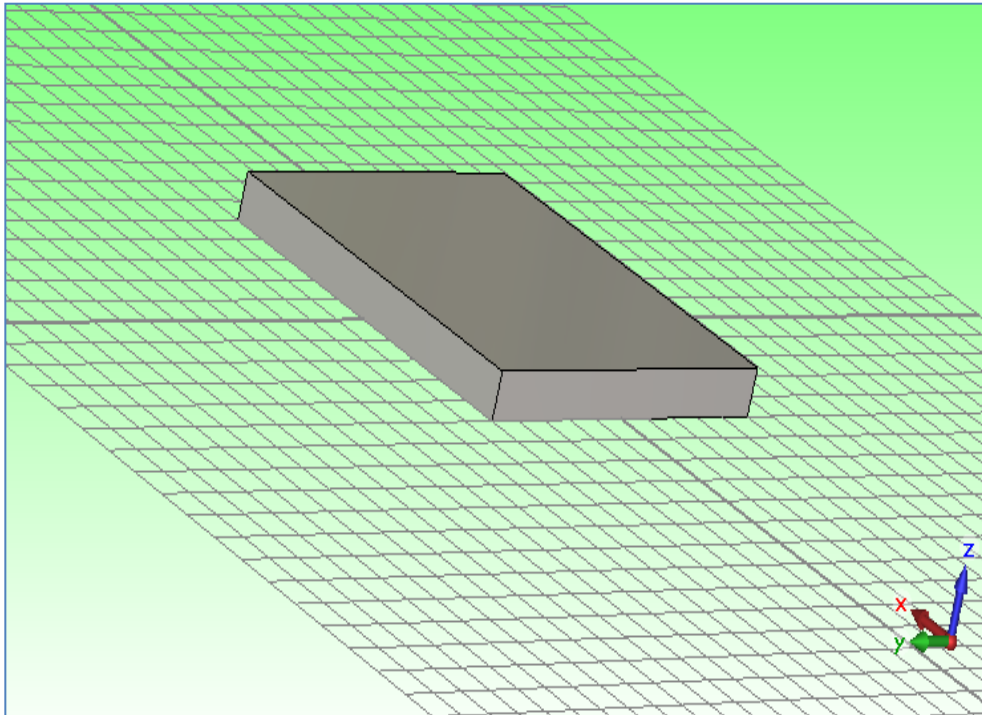


Fig. 3.6. Structure du plan de masse.

Cliquons sur la rubrique "Objects", choisissons "Pick" et puis "Pick Face" pour sélectionner une face.

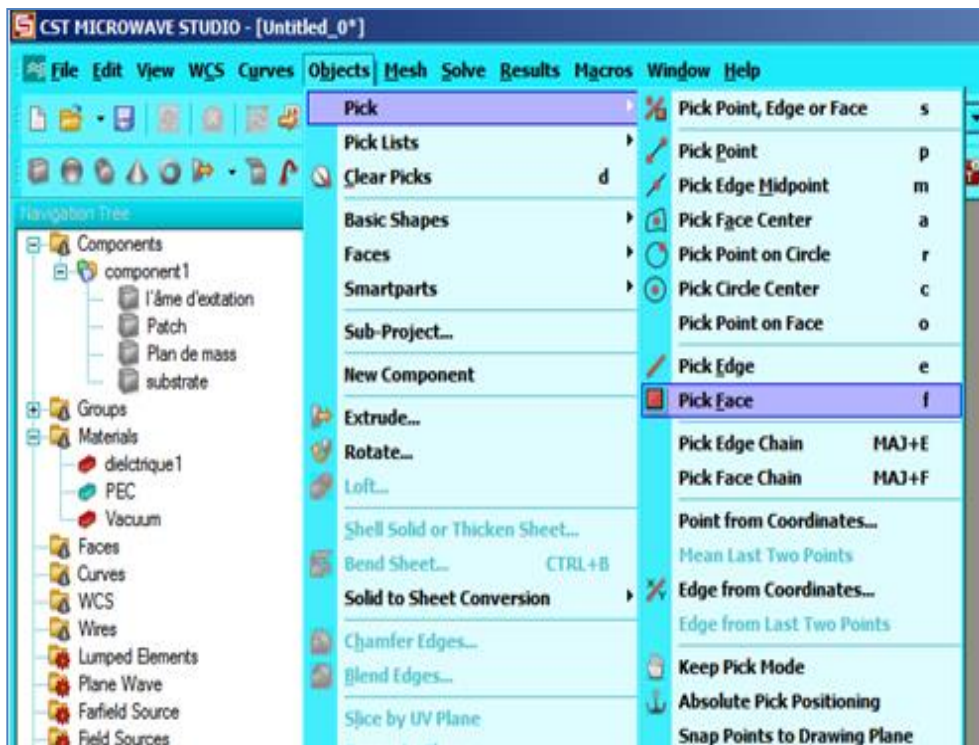


Fig. 3.7. Menu de sélection d'une face.

Ensuite, nous choisissons la face sur laquelle on applique l'extrusion comme le montre la figure 3.8.

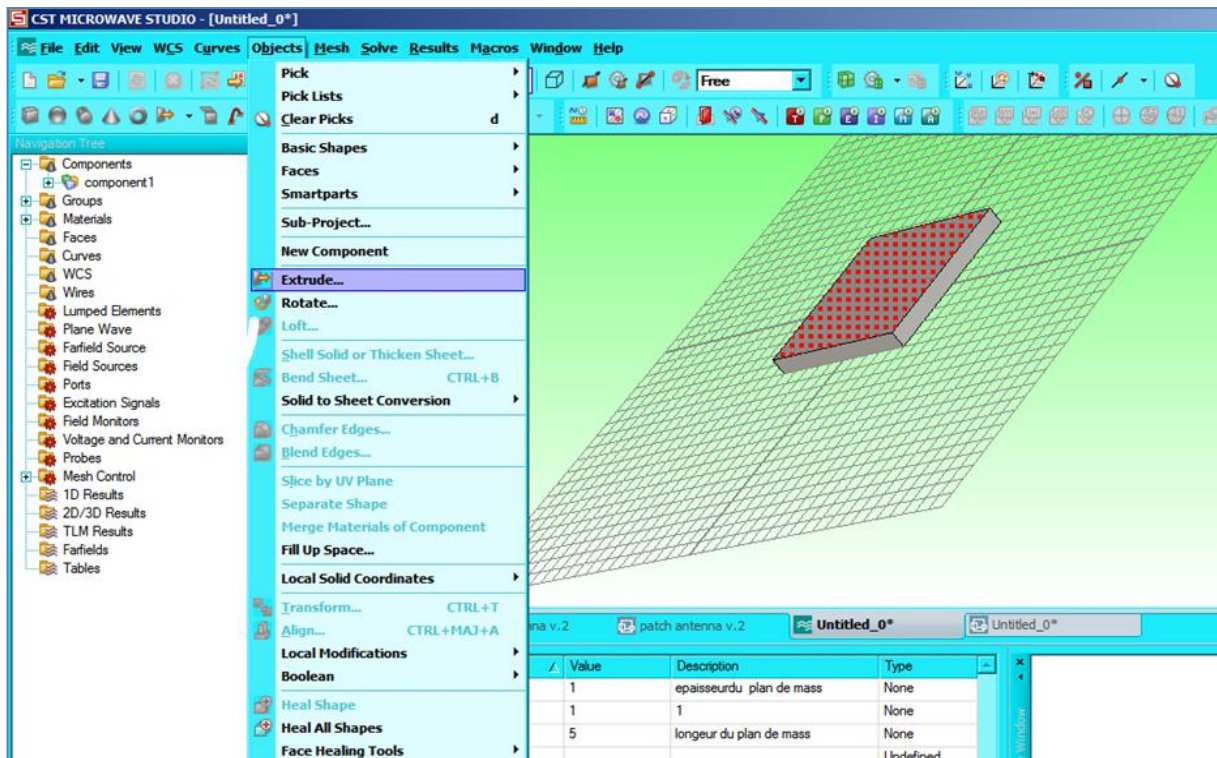


Fig. 3.8. Menu extrusion.

Dans cette fenêtre nous définissons la distance de l'extrusion qui représente l'épaisseur du substrat et puis nous choisissons le matériau dont la pièce est composée comme le montre la figure 3.9.



Fig. 3.9. Dialogue de l'extrusion.

La figure 3.10 donne une coupe verticale transversale qui montre la façon dont les deux pièces sont implantées.

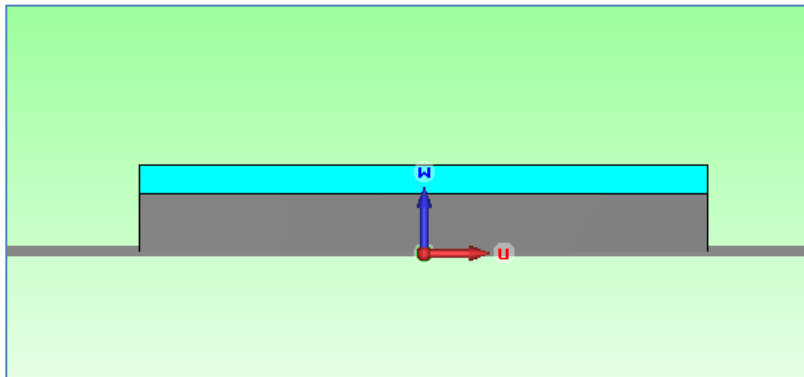


Fig. 3.10. Coupe verticale transversale de la structure conçue.

L'étape suivante consiste à placer le patch sur le substrat, pour mieux paramétrer le modèle nous déplaçons l'origine du repère au-dessus du substrat (fig. 3.11).

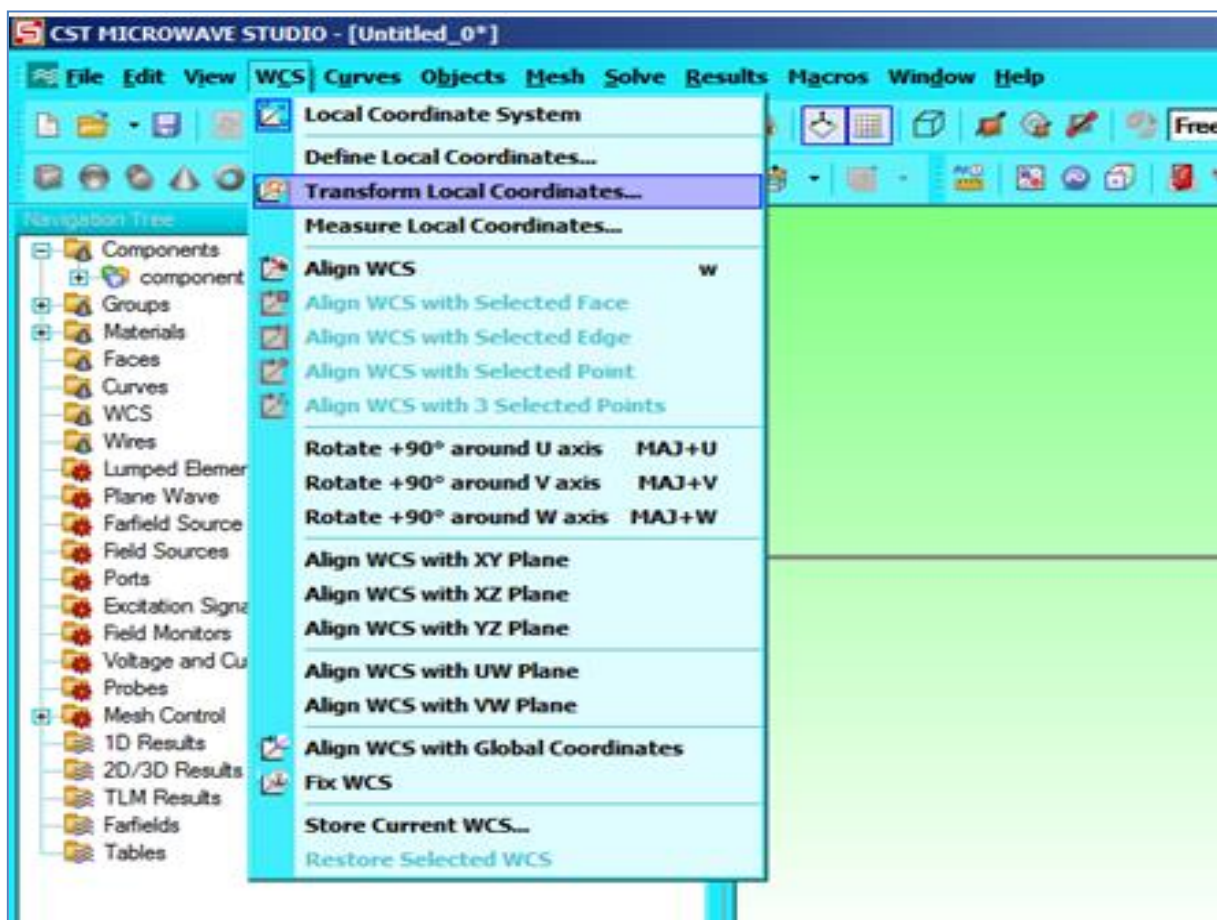


Fig. 3.11. Menu de déplacement de repère.

L'origine du repère va être déplacée par une distance égale à la somme des épaisseurs du substrat et du plan de masse selon l'axe des z (fig. 3.12). Après la validation, on obtient la nouvelle position du repère sur la structure donnée par la figure 3.13.

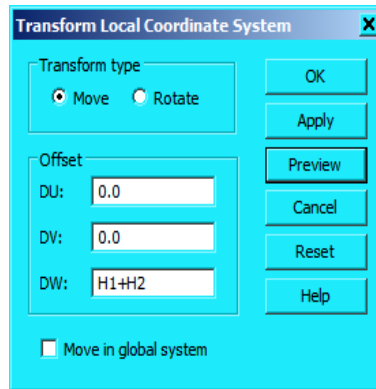


Fig. 3.12. Dialogue de configuration du déplacement de repère.

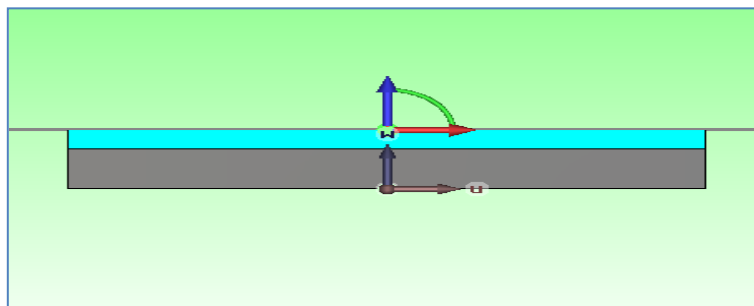


Fig. 3.13. Vue de côté de la nouvelle position de l'origine du repère.

Ensuite, nous insérons une nouvelle pièce (patch) de forme parallélépipédique rectangulaire (pavé droit) et après on définit le matériau le constituant en tant que "PEC". La structure conçue est donnée par la figure 3.14.

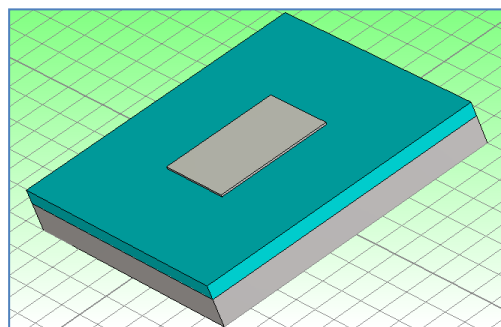


Fig. 3.14. Vue de perspective de la structure.



Maintenant, il faut ajouter l'alimentation. Pour faire nous introduisons un cylindre qui passe à travers un trou dans le plan de masse et également dans le substrat. On choisit dans les formes de base cylindre comme le montre la figure 3.15.

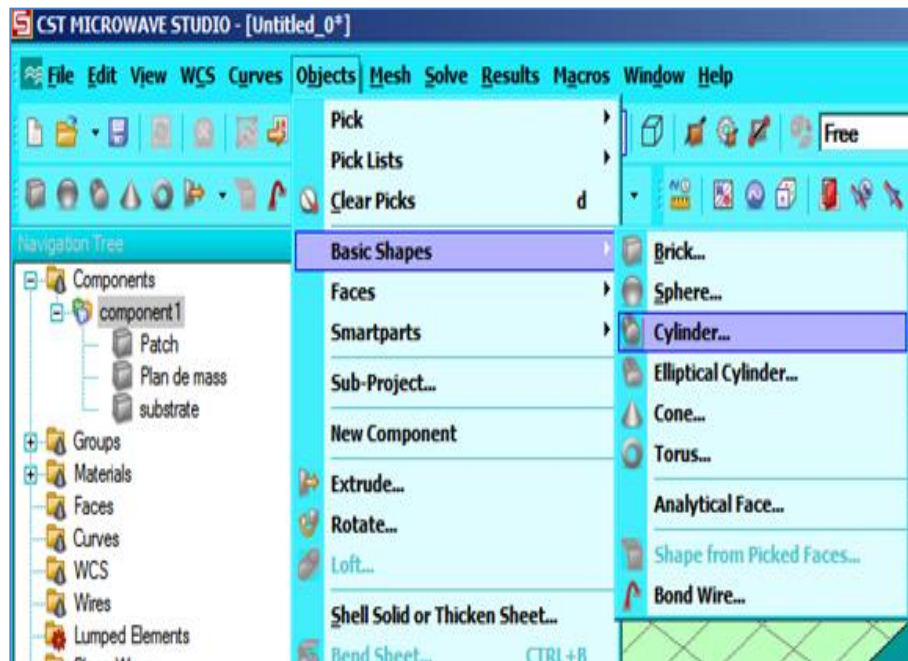


Fig. 3.15. Menu d'insertion d'une pièce de forme cylindrique.

Nous définissons ses dimensions et ainsi que le matériau le constituant en tant que "PEC" comme le montre la figure 3.16.

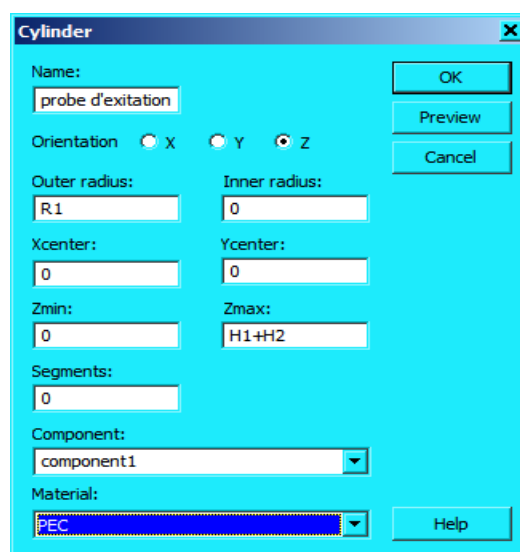


Fig. 3.16. Dialogue de configuration de la pièce cylindrique conçue.

En effet, l'antenne est alimentée par un câble coaxial (gaine + âme). Donc, il faut ajouter la gaine. Cela se fait par l'insertion d'un autre cylindre de la même hauteur mais de diamètre supérieure à celle du cylindre âme. Le matériau constituant la gaine doit être un diélectrique. Ceci va produire une intersection avec les anciennes pièces. Comme solution, MWS offre plusieurs possibilités de traitement des intersections (fig.3.17). Dans notre cas, le choix judicieux est d'insérer la gaine dans le substrat et le plan de masse ou bien additionner la gaine au substrat ce qui fusionne les deux en une seule pièce.

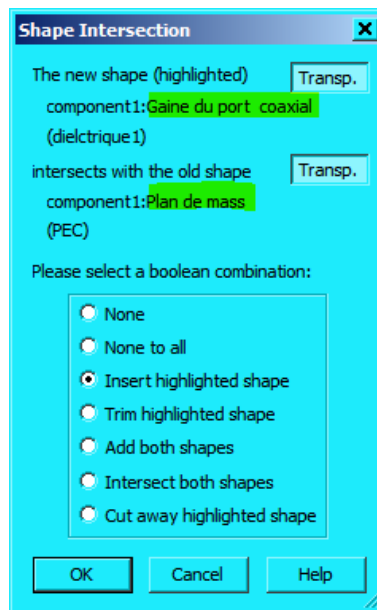


Fig. 3.17. Dialogue de configuration de l'intersection des pièces.

Dans cette étape la construction de la structure de l'antenne patch est terminée et sa forme finale est donnée par la figure 3.18.

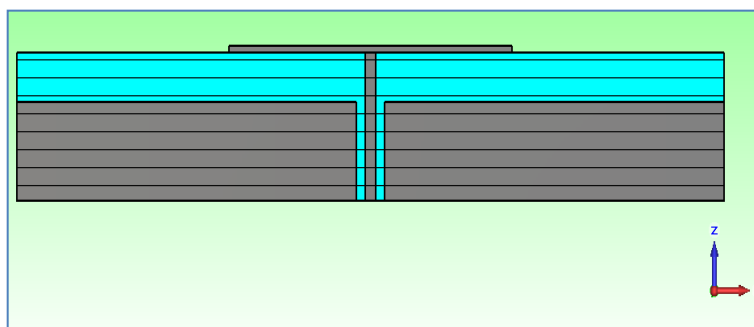


Fig. 3.18. Vue de coupe verticale longitudinale de l'antenne conçue.

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

La première étape de configuration du modèle consiste à créer une connexion du signal avec le modèle. Pour ce faire, il faut positionner ce port à l'endroit où le signal devra entrer, dans notre cas nous sélectionnons la face formée par la base du cylindre de la gaine comme l'illustre la figure 3.19.

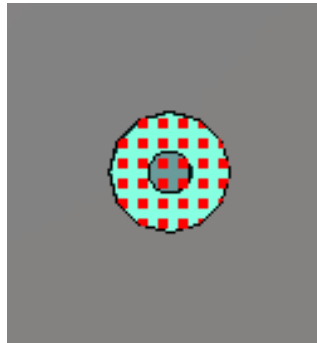


Fig. 3.19. Sectionnement de l'emplacement du port.

Ensuite, nous créons le port d'excitation. La connexion se fait à partir du menu "Solve" → "Waveguide Ports" (fig. 3.20).

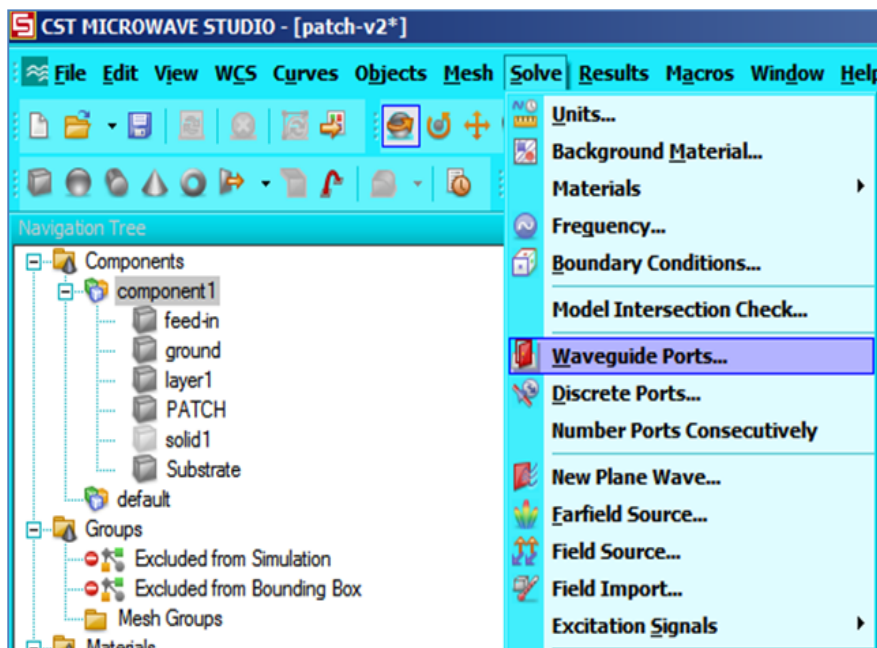


Fig. 3.20. Menu de configuration du port d'excitation.

Nous introduisons, maintenant, les données dans le dialogue de configuration du port d'entrée donné par la figure 3.21.

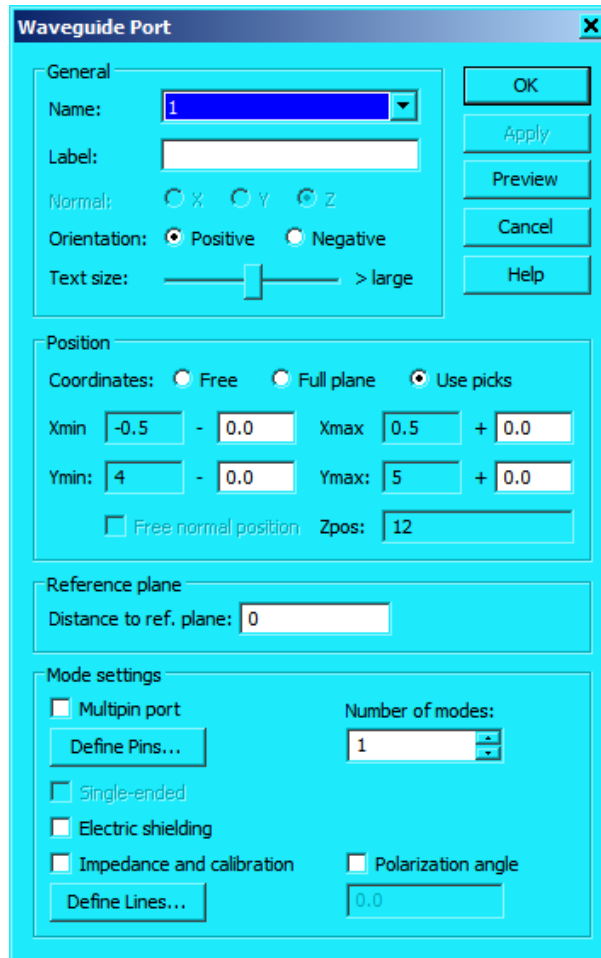


Fig. 3.21. Dialogue d'ajout et de configuration d'un port d'entrée.

Dans le but d'avoir des résultats de simulation meilleurs, nous devons configurer le maillage. Pour cela nous devons aller dans le menu "Global Mesh Properties" où nous pouvons modifier plusieurs paramètres (fig. 3.22).

Le but est d'obtenir un nombre de mailles pas trop important pour ne pas avoir un temps de calcul trop long. Mais, il faut que ce nombre soit suffisant pour qu'il simule au mieux la structure. Par défaut toutes les valeurs sont mises à 10 dans la rubrique "Lines Per Wavelength" du dialogue donné par la figure 3.23.

Cette valeur est liée à la longueur d'onde de la fréquence la plus élevée définit dans le domaine de fréquence. Elle définit le nombre minimum de lignes de mailles dans chaque

direction en fonction de la longueur d'onde. Ce paramètre a une forte influence sur la qualité des résultats et le temps de calcul. L'augmentation de ce nombre mène à une précision plus élevée, mais augmente également le temps de calcul.

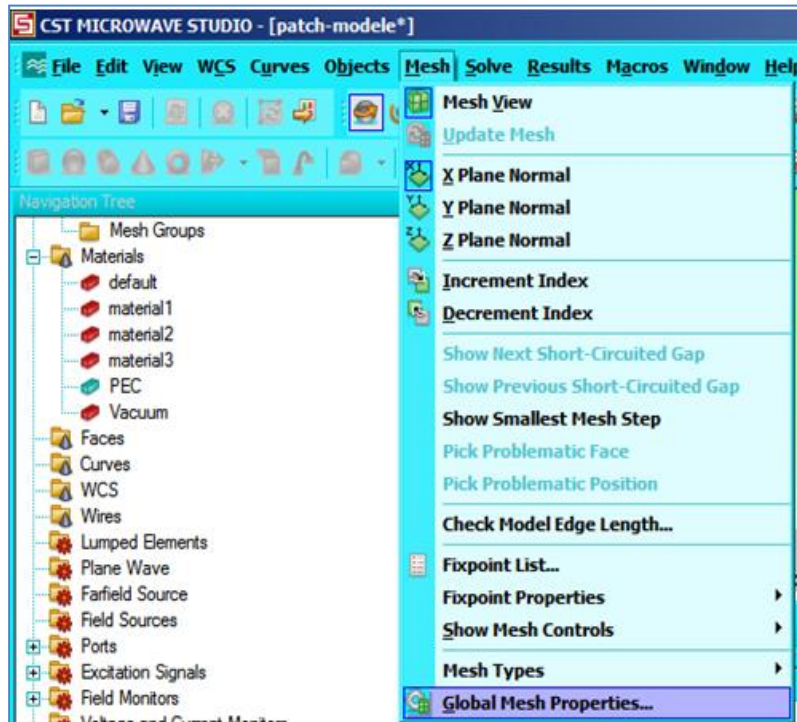


Fig. 3.22. Menu d'accès à la configuration du maillage.

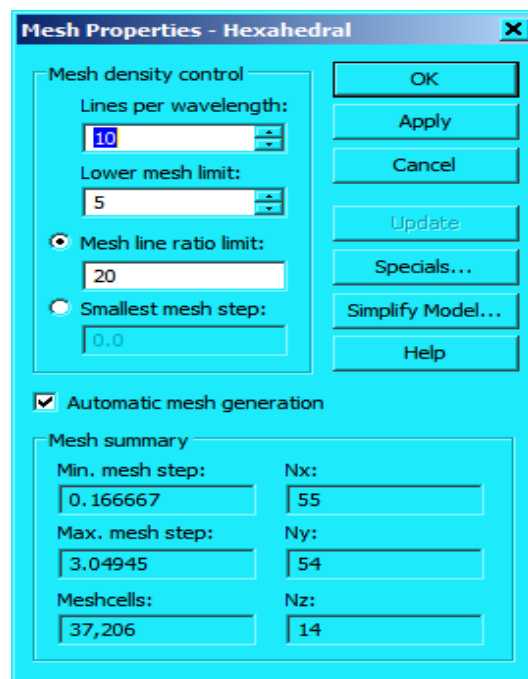


Fig. 3.23. Dialogue de configuration du maillage.

Le paramètre de la rubrique "Lower mesh limit" définit la limite inférieure des lignes de mailles à employer pour la création de celles-ci. Ce paramètre est indépendant au précédent. En fait, il définit une distance minimale entre deux lignes de maille.

Le temps de calcul dépend fortement de la maille choisie. Grâce au paramètre de la rubrique "Mesh line ratio limit" qu'on peut modifier le pas de maillage minimal. En effet, la modification de ce paramètre influe sur le rapport entre le plus petit et le plus grand pas de "mesh". Il faut, donc, que le pas de "mesh" soit suffisamment petit pour prendre au mieux la géométrie de la structure. Dans notre cas, nous avons choisi "Smallest mesh steps" qui est le pas de "mesh" minimal. Plus on augmente le rapport plus le pas de "mesh" diminue et plus le nombre de cellules augmentent.

S'il s'agit d'une antenne, d'un filtre, ou d'un guide d'onde, les paramètres de "Boundary Conditions" vont changer. Grâce à cette fenêtre (fig. 3.24) on peut considérer des symétries, si la structure le permet. En effet, le logiciel ne fait des calculs que sur une partie de la structure. Le nombre de cellules est divisé par deux, dès qu'il y aura une symétrie.

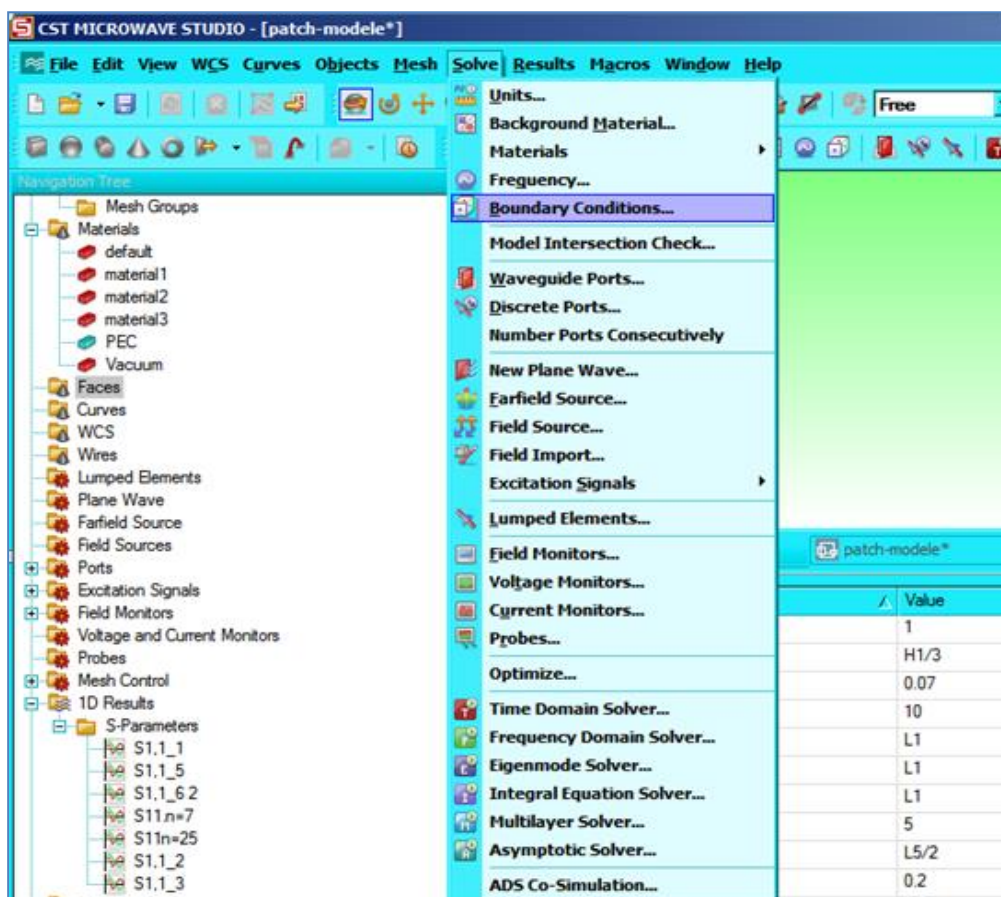


Fig. 3.24. Accès au menu des conditions aux limites.

Nous allons également régler les conditions aux limites. Pour éviter que le haut de l'antenne soit en contact direct avec la boîte, nous mettons  $Z_{\max}$  en état "open (add space)". La rubrique de  $Z_{\min}$  est mise en état "Electric (Et=0)" car l'antenne est placée au-dessus du plan de masse. Toutes les autres rubriques seront mises en état "open" comme le montre la figure 3.25.

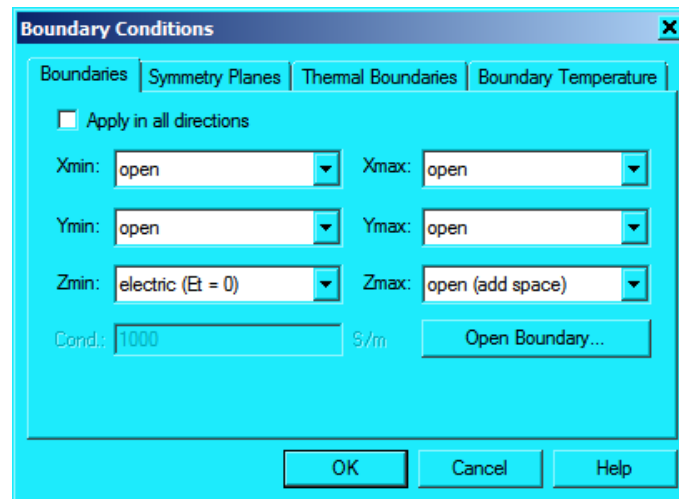


Fig. 3.25. Dialogue de configuration des conditions aux limites.

On peut voir autour de notre monopole le domaine de calcul nécessaire au logiciel. Ce domaine de calcul est délimité par une boîte visible. On peut modifier les paramètres de la boîte dans la rubrique "Boundary Conditions". Il est à noter que les dimensions de la boîte, varient en fonction de la fréquence à laquelle se réalise la simulation (fig. 3.26).

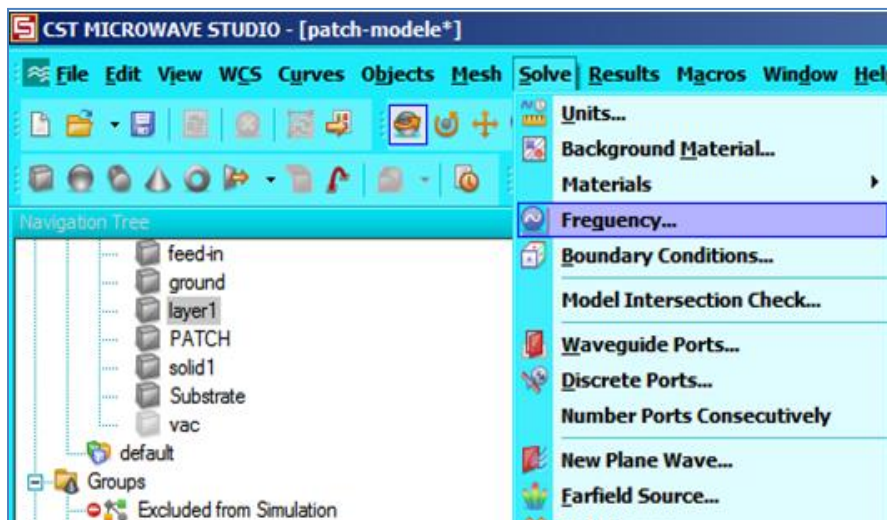


Fig. 3.26. Accès au menu des fréquences.

C'est le paramètre de la fréquence  $F_{\max}$ , qui fait varier les dimensions de la boîte.  $F_{\min}$  n'influe pas sur ces dimensions, donc il faut définir l'intervalle de fréquence comme le montre la figure 3.27. Pour notre structure, nous allons faire l'étude dans la bande millimétrique. Pour cela nous prenons la plage de fréquence de 8 jusqu'à 10GHz (fig. 3.27).

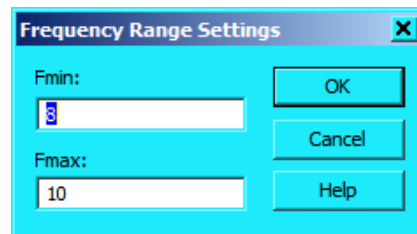


Fig. 3.27. Dialogue de configuration de la plage de fréquence.

Maintenant et après avoir paramétré ces éléments, nous allons simuler et vérifier si nos résultats sont cohérents. Il va falloir tout d'abord définir quelle excitation nous allons fournir à notre antenne, car plusieurs possibilités s'offrent à nous. En cliquant sur les propriétés du signal d'excitation, nous obtenons le dialogue donné par la figure 3.28.

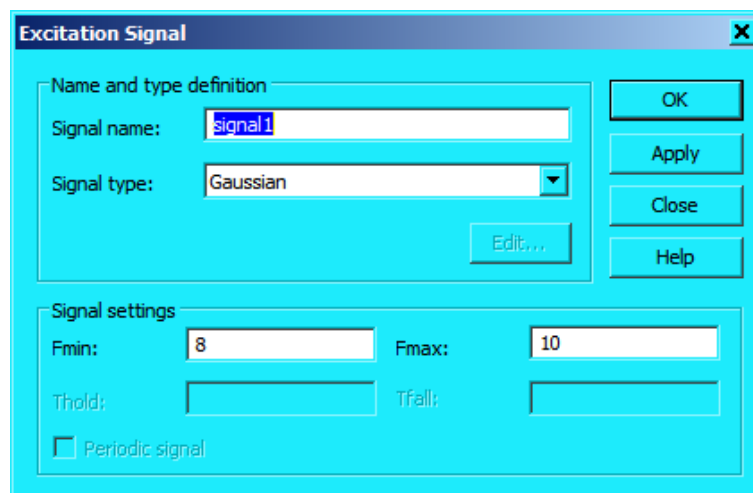


Fig. 3.28. Dialogue de configuration du signal d'excitation.

Par défaut, l'excitation est de type "Gaussien". Mais, il est possible d'obtenir une excitation rectangulaire ou encore créer à l'aide de l'éditeur "Visual Basic (VBA)" notre propre excitation.



On utilise une fonction sinusoïde si l'on souhaite étudier la réponse de la structure étudiée, à une seule fréquence et une fonction de spectre plus large (par exemple une impulsion gaussienne) si une caractérisation large bande est requise. Pour toutes les simulations, nous avons choisi l'excitation gaussienne.

Ensuite, on peut simuler le modèle à partir du menu "Solve" et de l'option "Transient Solver" qui est le solveur temporel on peut choisir différentes fonctions. Il suffit de démarrer la simulation. Ce dialogue est donné par la figure 3.29.

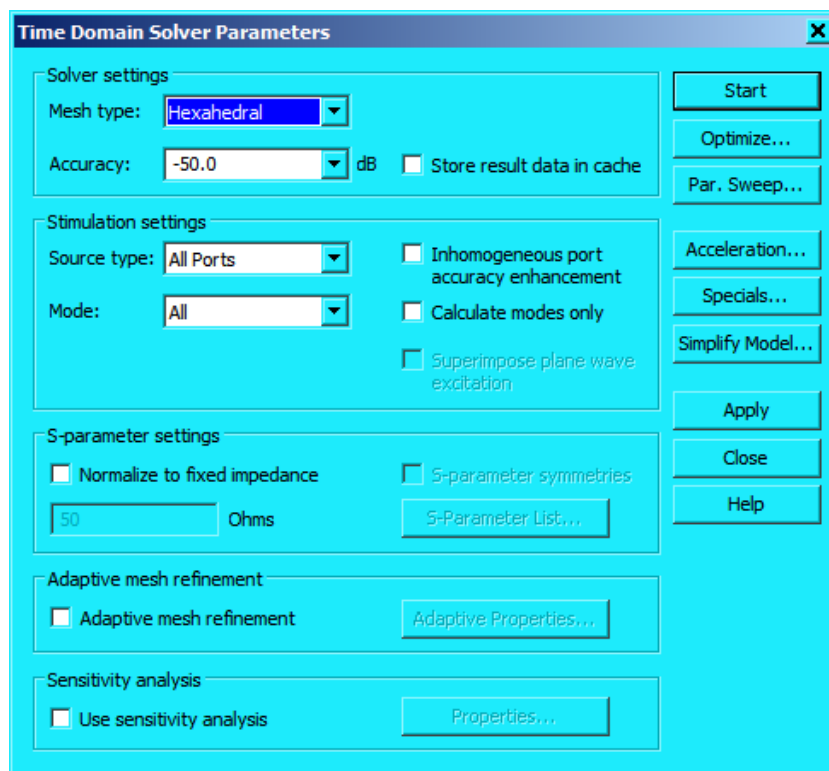


Fig. 3.29. Dialogue de simulation.

Le Schéma bloc donné par la figure 3.30 illustre la structure générale du solveur temporel. Une fois le calcul effectué par le simulateur, nous pourrions alors connaître par le biais du dialogue "Monitor" (fig. 3.31) les valeurs des champs en tout point du domaine de calcul. On a entre autres la possibilité de connaître l'intensité des champs électrique  $E$  et magnétique  $H$ , le vecteur de Poynting qui est le produit vectoriel des deux vecteurs  $E$  et  $H$  qui représente la densité de puissance rayonnée par unité de surface, la densité de courant, le SAR qui est la puissance absorbée, les densités d'énergies électrique et magnétique et le diagramme de rayonnement en tout point et à la fréquence désirée.

Des sondes peuvent également être utilisées pour connaître les valeurs d'intensités des champs électrique et magnétique en un point donné et cela, sur toute la bande de fréquence à laquelle on fait le calcul.

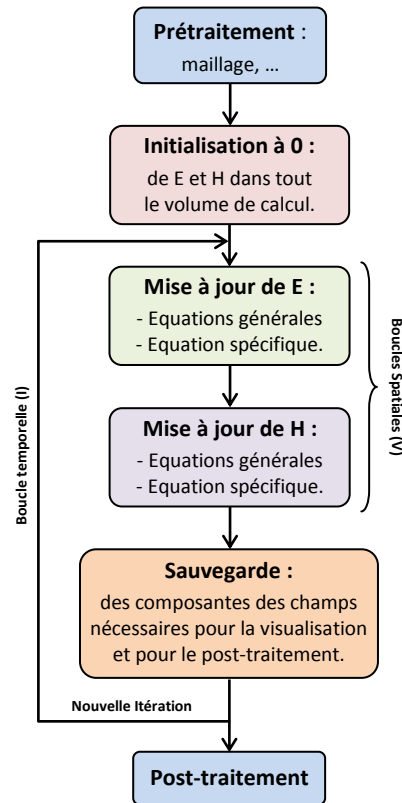


Fig. 3.30. Schéma bloc du solveur temporel.

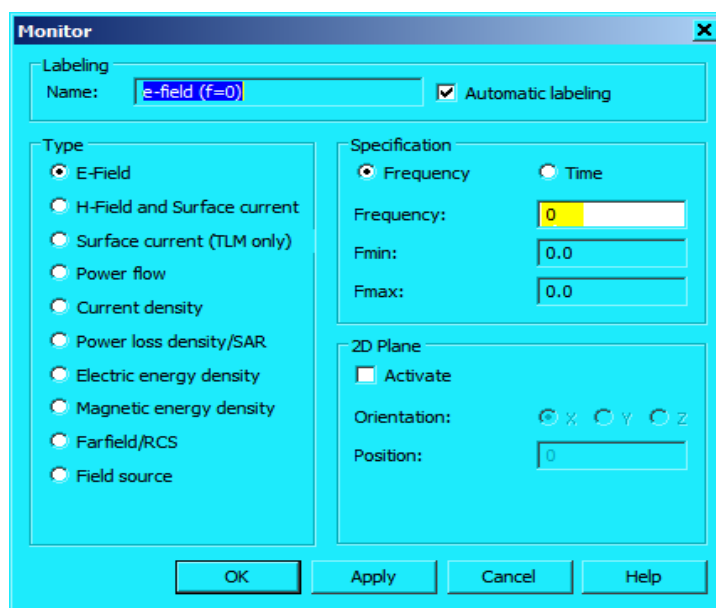


Fig. 3.31. Dialogue de configuration des résultats à visualiser.

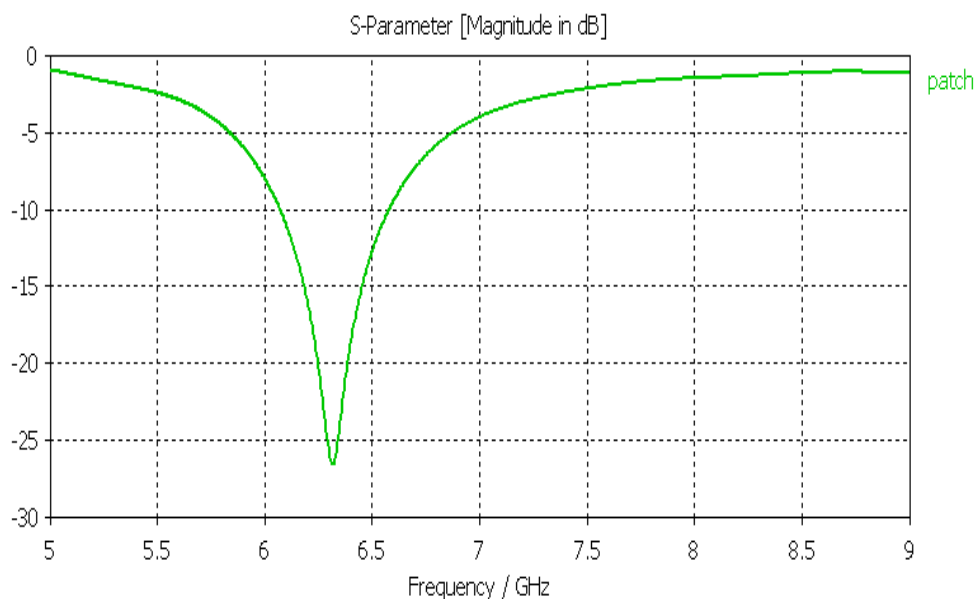
Après avoir effectué la simulation, on peut observer les résultats à partir du répertoire projet "Project". On peut aussi obtenir de nouvelles courbes à partir du menu "Results".

On va donc à présent, modéliser notre antenne et sa structure. Pour cela, nous disposons des différents paramètres constituant l'antenne (mesurés en millimètre) sous forme de tableau (fig. 3.32).

Name	/	Value	Description
H1		H2*2	thikness
H2		3	substrate thikness
H3		1	patch thikness
L		30	length
L3		7.5	space patch meta
L4		6	patch length
R1		10	patch radius
R2		.5	feed
R3		0.1	feed-in

**Fig. 3.32. Dialogue de gestion des paramètres du projet.**

La simulation de l'antenne configurée selon le tableau donne les résultats du coefficient de réflexion donnés par la figure 3.33.



**Fig. 3.33. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.**

#### 4. Conclusion

Le simulateur MWS offre la possibilité de traiter tous les types des structures. Il possède des routines de calcul basées sur la méthode FIT. Cependant, sa mise en œuvre est fastidieuse pour certaines structures simples telles que les structures planaires. D'autre part, il exige des moyens informatiques importants et les calculs nécessitent la résolution de systèmes matriciels de grandes dimensions.

Le but de ce chapitre était, de réaliser un modèle de simulation fiable pour l'exploiter par la suite dans l'étude des antennes dans la bande millimétrique. Cependant, il est nécessaire d'utiliser des techniques d'amélioration de performances (étape préliminaire d'optimisation). Cette étape fait donc l'objet du quatrième chapitre.

# Chapitre 4

## Résultats de simulation

### 1. Introduction

Dans ce chapitre nous concevons des antennes patch de forme rectangulaire en technologie microruban monocouche et multicouche avec et sans SHI fonctionnant dans la bande millimétrique.

En outre, nous avons étudié l'influence des différents paramètres géométriques et physique sur le comportement électromagnétique de l'antenne conçue.

### 2. Étude de l'antenne patch monocouche

Nous avons conçu une antenne patch rectangulaire de longueur  $l_p=12\text{mm}$  et de largeur  $w_p=10\text{mm}$  placé sur un substrat diélectrique de  $\epsilon_r=3.2$  et d'hauteur  $h=3\text{mm}$  le tout est déposé sur un plan de masse du type PEC. L'antenne a été simulée et optimisée avec le simulateur électromagnétique 3D CST-MWS 2012.

Dans cette partie nous allons étudier l'effet de quelques paramètres géométrique et physique de sur la fréquence de résonance pour le premier mode fondamental  $\text{TM}_{10}$ . La structure conçue est donnée par la figure 4.1.

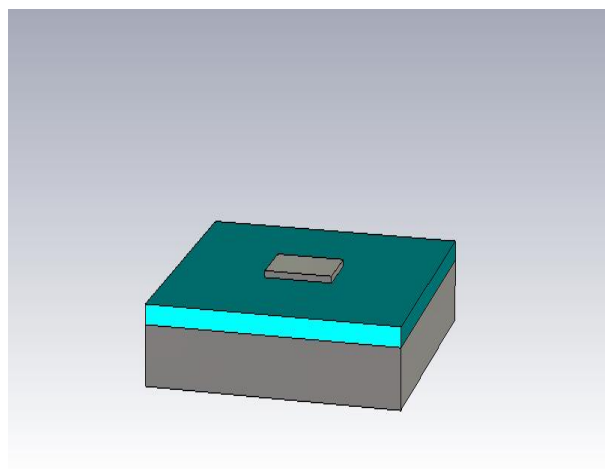
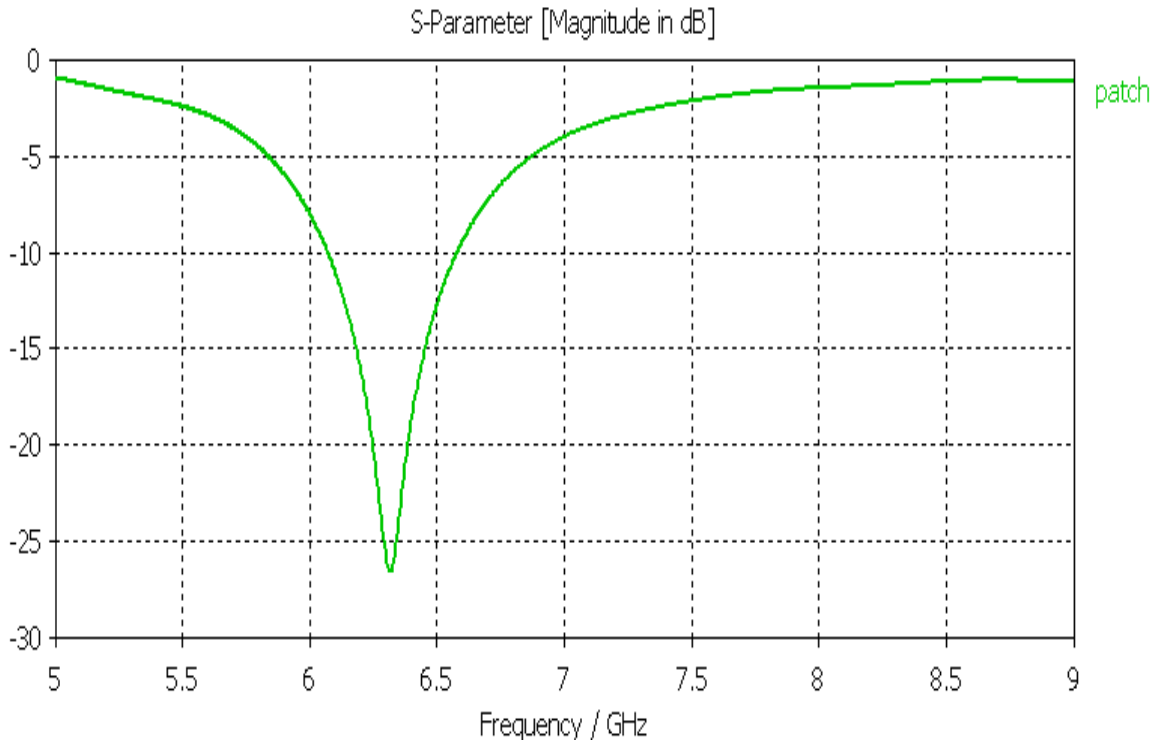


Fig. 4.1. Antenne patch conçue.

Les résultats obtenus du coefficient de réflexion  $S_{11}$ (en dB) sont implantés dans la figure 4.2.



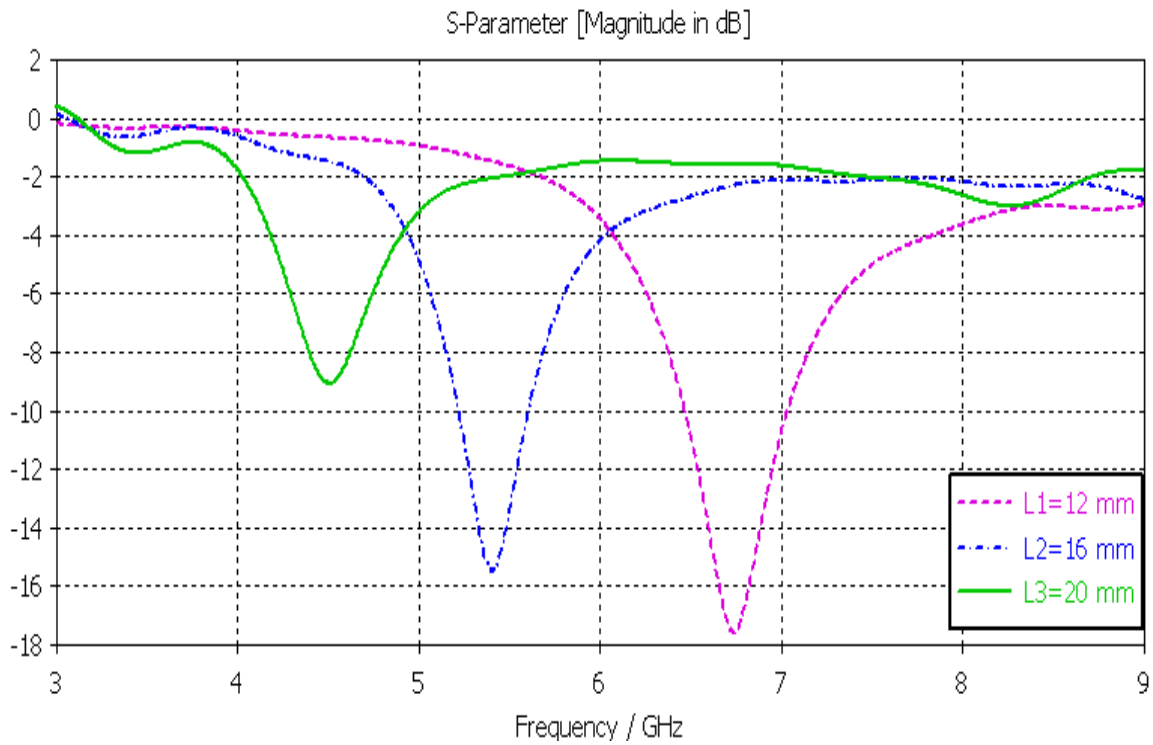
**Fig. 4.2. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.**

En se basant sur les résultats ainsi obtenus sur la plage de fréquence  $f \in [5-9]$ GHz, nous remarquons bien que le minimum du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) est autour de -26dB correspondant à la fréquence  $f=6.35$ GHz. L'antenne résonne, donc, autour de la fréquence  $f=6.35$ GHz. Sa bande de fonctionnement évaluée à -10dB s'étale de 6.10GHz à 6.65GHz, donc de largeur de 550MHz. La bande passante théorique (évaluée à -3dB) s'étale de 5.60GHz à 7.20GHz, alors de largeur de 1.60GHz. En effet, l'antenne fonctionne dans la bande voulue (bande millimétrique).

### 2.1. Influence de la longueur du patch

Dans cette phase, nous étudions l'effet de la longueur du patch sur les caractéristiques de l'antenne patch conçue et sur la fréquence de résonance. La variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence pour les trois longueurs du patch ( $l_p=12, 16$  et 20mm) est présentée dans la figure 4.3.

Le minimum du module du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}|=-17.75\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.70\text{GHz}$  pour  $l_{p1}=12\text{mm}$ , à  $|S_{11}|=-15.75\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=5.40\text{GHz}$  pour  $l_{p2}=16\text{mm}$ , à  $|S_{11}|=-9\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=4.50\text{GHz}$  pour  $l_{p3}=22\text{mm}$ .

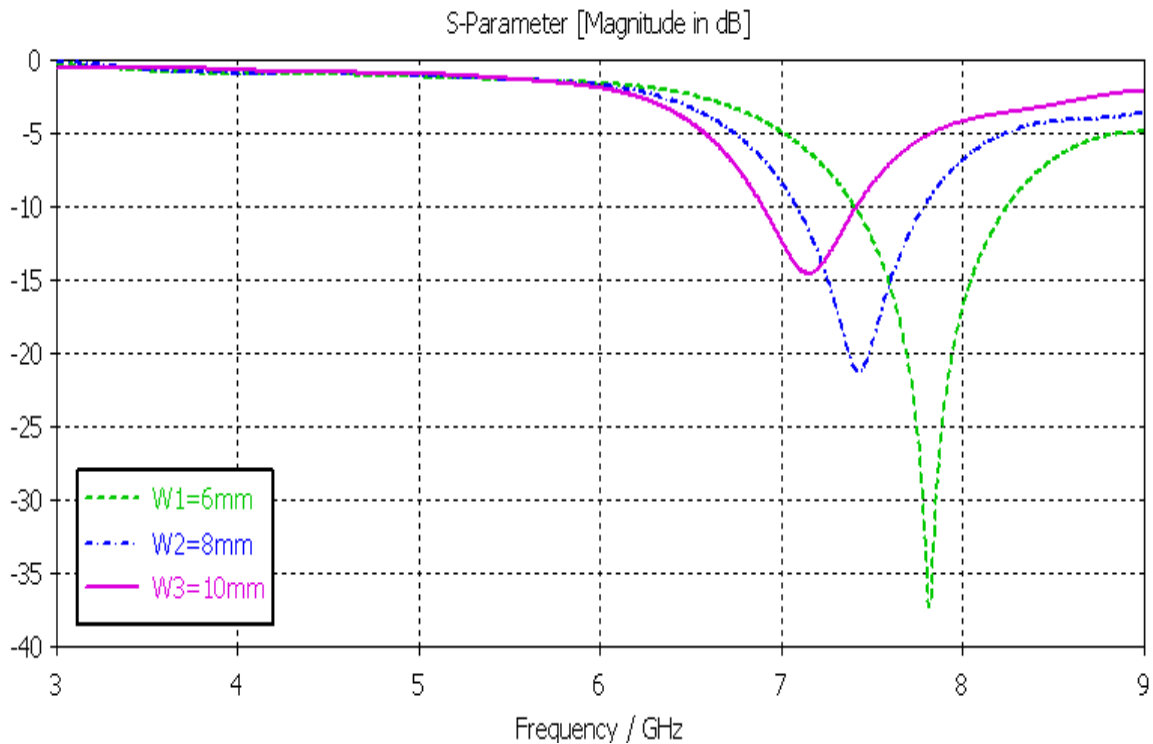


**Fig. 4.3. Influence de la longueur du patch.**

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

## 2.2. Influence de la largeur du patch

Dans le but d'extraire l'effet de la largeur du patch sur les caractéristiques de l'antenne patch conçue, nous avons calculé le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les trois différentes largeurs du patch ( $w_p=6, 8$  et  $10\text{mm}$ ). Les résultats de simulation sont implantés dans la figure 4.4.



**Fig. 4.4. Influence de la largeur du patch.**

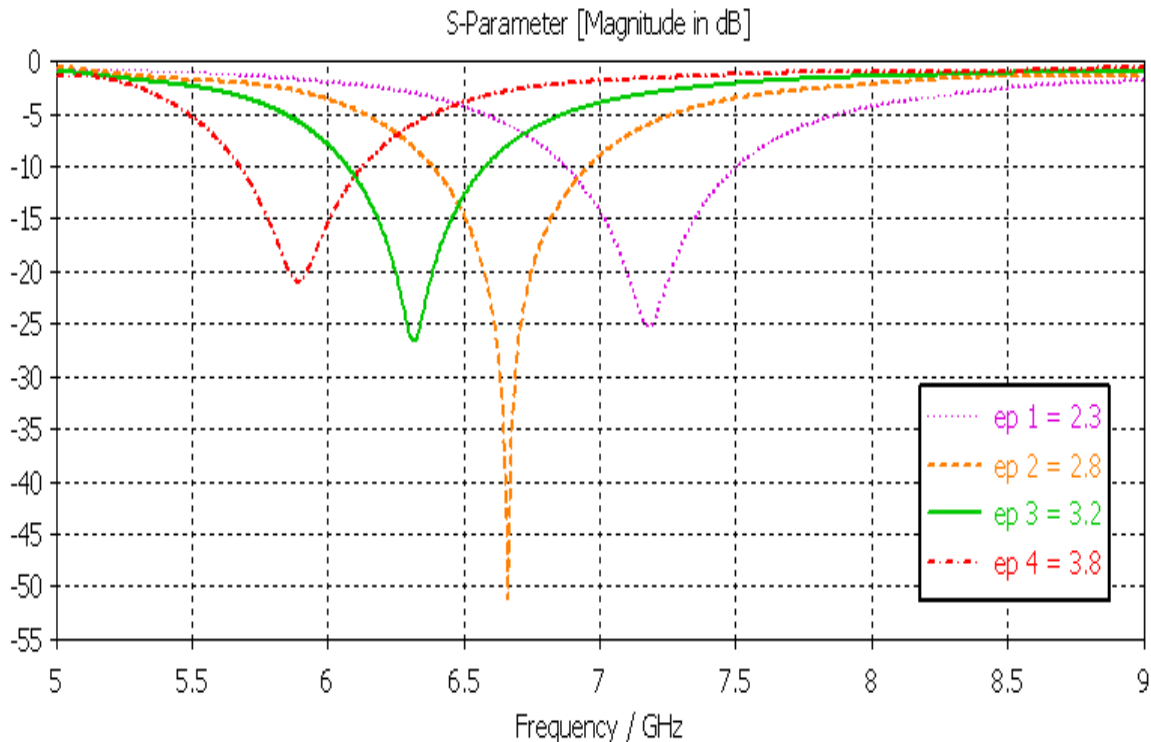
Le minimum du module du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}| = -38.0\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 7.80\text{GHz}$  pour  $w_{p1} = 6\text{mm}$ , à  $|S_{11}| = -21.0\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 7.40\text{GHz}$  pour  $w_{p2} = 8\text{mm}$ , à  $|S_{11}| = -14.75\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 7.20\text{GHz}$  pour  $w_{p3} = 10\text{mm}$ .

Nous remarquons que la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la largeur du patch. Ces résultats consolident bien notre interprétation rapportée dans la section précédente.

### 2.3. Influence de la permittivité du substrat

Dans cette phase, nous étudions l'effet de la permittivité de diélectrique sur les caractéristiques de l'antenne conçue. Le module du coefficient de réflexion d'une antenne patch ( $l_p = 12\text{mm}$  et  $w_p = 10\text{mm}$ ) déposé sur substrat ( $h = 3\text{mm}$ ), a été calculé pour quatre différentes valeurs de la permittivité relative ( $\epsilon_r = 2.3, 2.8, 3.2$  et  $3.8$ ). Nous superposons les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  (en dB) pour les quatre diélectriques dans la figure 4.5.





**Fig. 4.5. Influence de la permittivité du substrat diélectrique.**

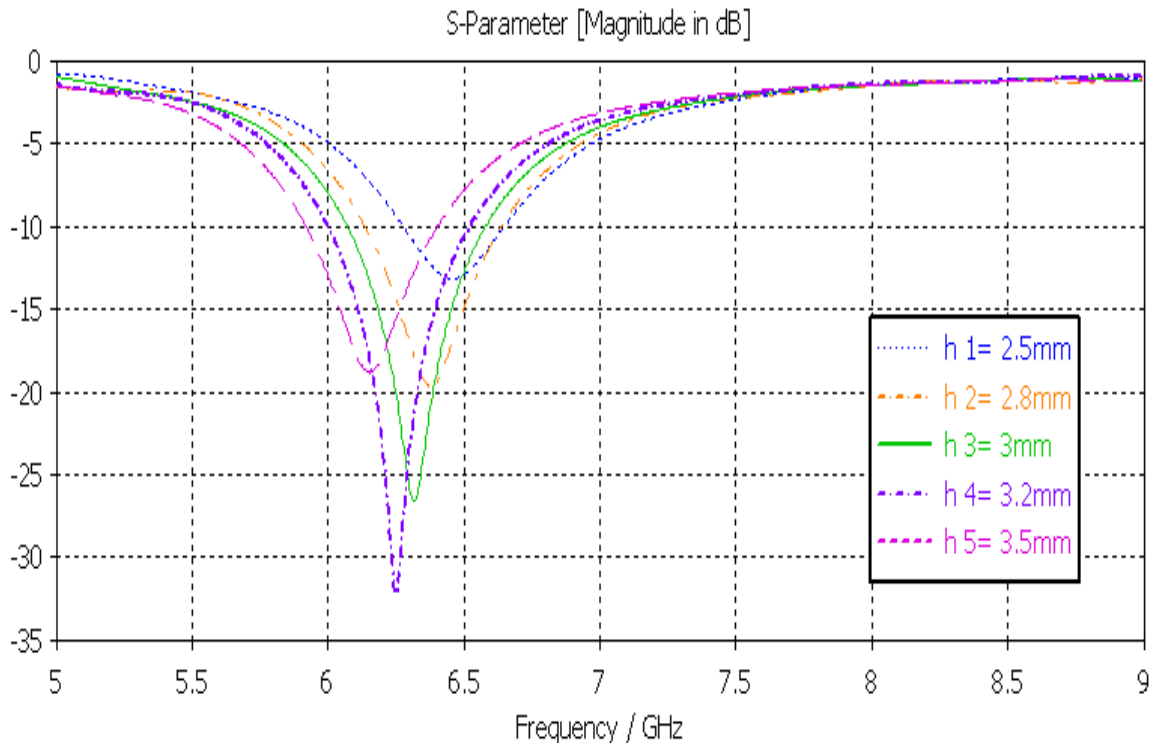
Nous remarquons bien que le minimum du module du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}| = -25\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 7.20\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $\epsilon_r = 2.3$  à  $|S_{11}| = -51\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 6.70\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $\epsilon_r = 2.8$  à  $|S_{11}| = -26\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 6.40\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $\epsilon_r = 3.2$  à  $|S_{11}| = -21\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 5.80\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $\epsilon_r = 3.8$ .

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

D'un autre côté, on remarque que la décroissance du module de coefficient de réflexion présente un pic très important ( $|S_{11}| = -51\text{dB}$ ) pour le substrat diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.8$  par rapport aux trois autres cas qui restent comparables. Ceci nous incite à penser dès maintenant à introduire une sous-routine d'optimisation de la structure antennaire objet de ce mémoire de magister vis-à-vis ce paramètre.

## 2.4. Influence de l'épaisseur du substrat

Maintenant, nous faisons varier l'épaisseur du substrat ( $h=2.5, 2.8, 3.0, 3.2$  et  $3.8\text{mm}$ ) et on garde tous les autres paramètres de l'antenne fixes. Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion (en dB) pour les cinq épaisseurs sont implantés dans la figure 4.6.



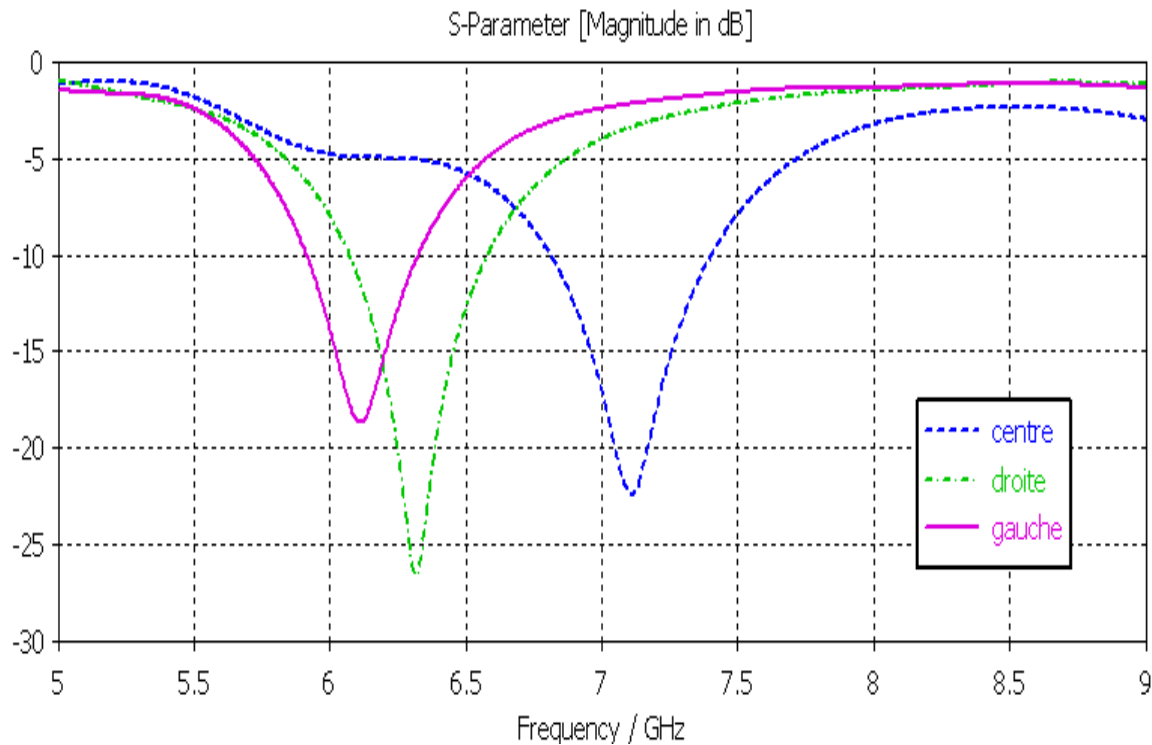
**Fig. 4.6. Influence de l'épaisseur du substrat diélectrique.**

Le minimum du module du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}|=-18\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.15\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $h=3.5\text{mm}$  à  $|S_{11}|=-32\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.25\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $h=3.2\text{mm}$  à  $|S_{11}|=-26\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.35\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $h=3.0\text{mm}$  à  $|S_{11}|=-20\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.40\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $h=2.8\text{mm}$  à  $|S_{11}|=-13\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.45\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $h=2.5\text{mm}$ .

On remarque que pour les différentes épaisseurs du substrat, la fréquence de résonance reste presque la même, mais le niveau du coefficient de réflexion varie. Une sous-routine d'optimisation de la structure antennaire vis-à-vis de la hauteur du substrat est devenue nécessaire.

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

Les calculs du coefficient de réflexion pour trois différentes positions du point d'excitation (centre et extrêmes gauche et droite du patch) sont illustrés par la figure 4.7.



**Fig. 4.7. Influence de la position du point d'excitation.**

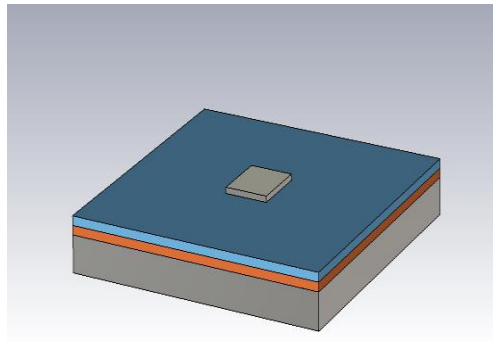
On remarque que le module du coefficient de réflexion devient plus important pour les positions extrême droite et centre que pour le cas de la position extrême gauche. Ces résultats prouvent aussi le principe de réciprocité de dispersion.

Lorsque la position du point d'excitation donne un coefficient de réflexion le plus important (le plus faible), on a par conséquent une adaptation d'impédance. Dans ce cas la position droite donne une meilleure adaptation d'impédance.

Les performances de l'antenne patch de substrat monocouche ont été simulées pour différentes dimensions géométriques du patch (longueur et largeur), épaisseurs du substrat, permittivités et positions du point d'excitation.

### 3. Étude de l'antenne patch multicouche

Dans cette section on va prendre en considération l'effet du substrat multicouche sur les caractéristiques de l'antenne patch donnée par la figure 4.8.



**Fig. 4.8. Structure d'une antenne patch multicouche.**

Nos calculs du coefficient de réflexion de l'antenne patch ( $l_p=12\text{mm}$  et  $w_p=10\text{mm}$ ) déposé sur un substrat de deux couches d'épaisseurs  $h_1=h_2=1.5\text{mm}$  ont été effectués pour différentes permittivités.

Dans une première étape, nous avons choisi la première couche comme étant l'air libre ( $\epsilon_{r1}=1$ ) et on a pris quatre différents diélectriques pour la deuxième couche : ( $\epsilon_{r2}=2.0, 2.3, 3.2$  et  $3.8$ ). Les résultats du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  ainsi obtenus sont implantés dans la figure 4.9.

Dans une deuxième étape, nous avons choisi la deuxième couche comme étant l'air libre ( $\epsilon_{r2}=1$ ) et on a pris quatre différents diélectriques pour la première couche : ( $\epsilon_{r1}=2.0, 2.3, 3.2$  et  $3.8$ ). Les résultats du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  ainsi obtenus sont implantés dans la figure 4.10.

Dans une troisième étape, nous avons considéré les deux couches identiques tel que :  $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.0, 2.3, 3.2$  et  $3.8$ . Ceci dans le but d'utiliser les résultats de simulation de cette étape comme référence de comparaison pour les deux autres étapes précédentes. Les résultats du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  ainsi obtenus sont implantés dans la figure 4.11.

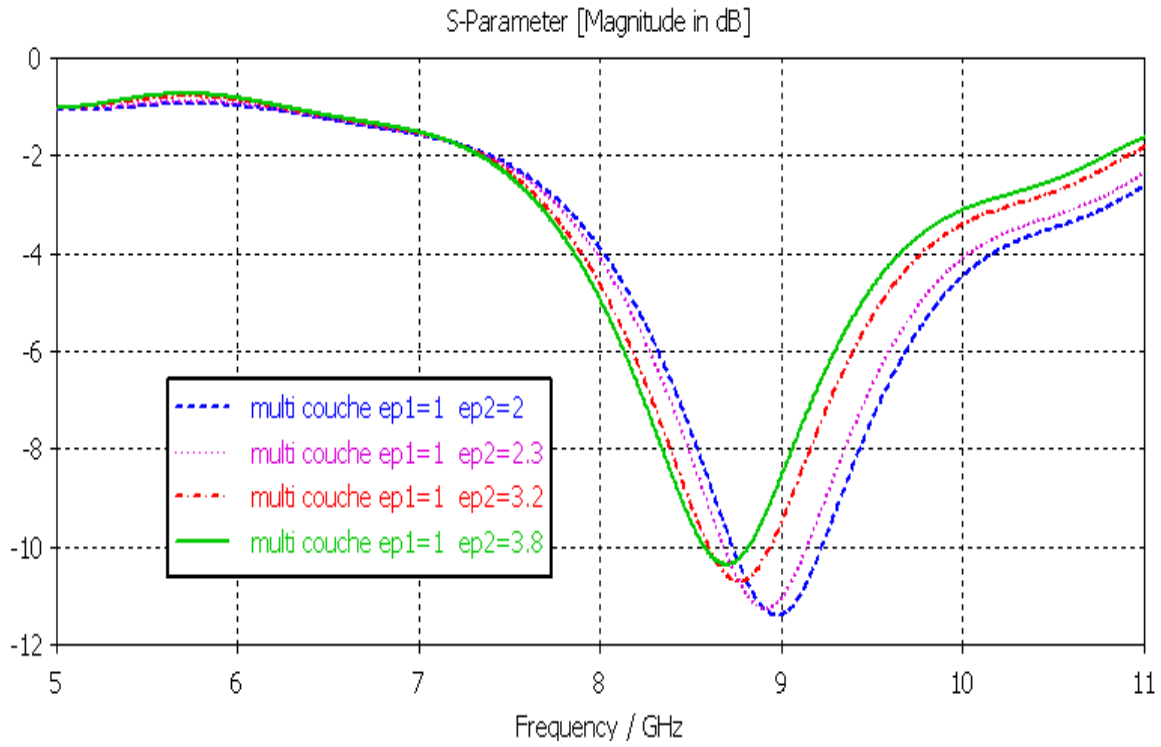


Fig. 4.9. Influence de permittivité de la deuxième couche sur l'antenne.

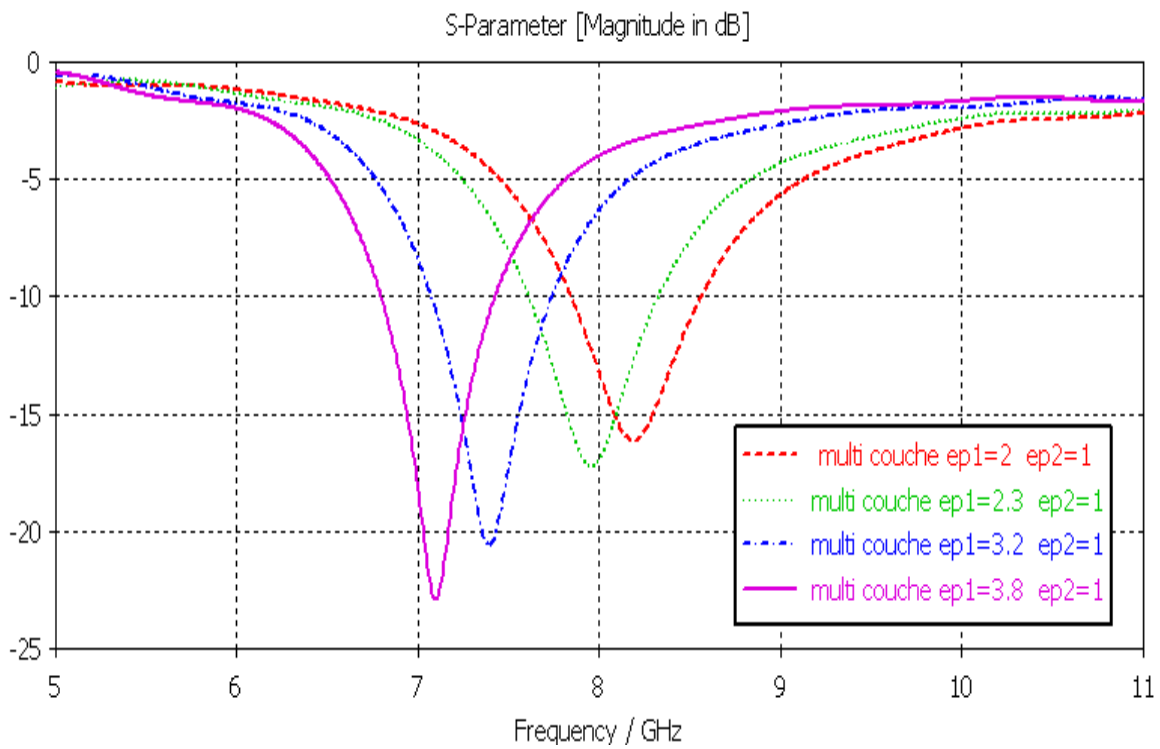
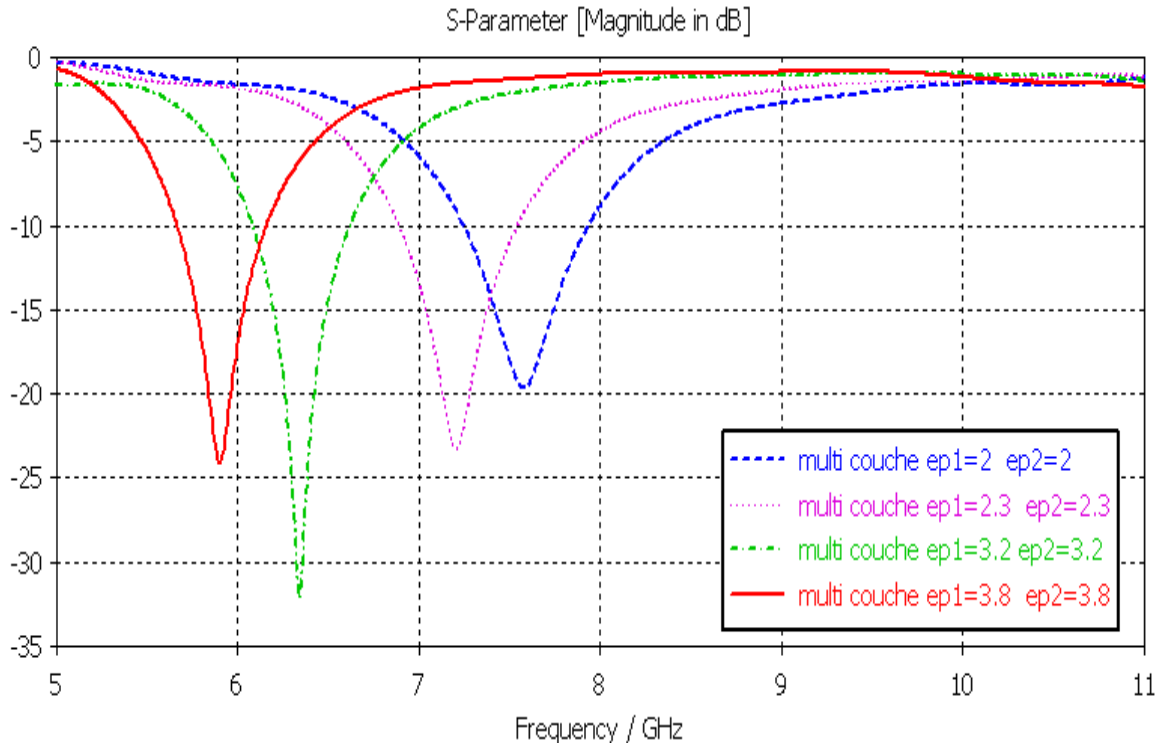


Fig. 4.10. Influence de permittivité de la première couche sur l'antenne.



**Fig. 4.11. Référence de comparaison pour les résultats de substrat multicouche.**

Comme nous l'avons observé dans les trois cas, la permittivité du substrat influe fortement sur le coefficient de réflexion. Dans le premier cas, nous remarquons bien que le minimum du coefficient de réflexion est  $|S_{11}| = -11.50\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 9.0\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $\epsilon_{r1} = 1$  et  $\epsilon_{r2} = 2.0$ . Alors qu'il devient pour le deuxième cas  $|S_{11}| = -16\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 7.2\text{GHz}$  pour le diélectrique de  $\epsilon_{r1} = 2.0$  et  $\epsilon_{r2} = 1$ . Pour le même diélectrique (monocouche)  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.0$ ,  $|S_{11}| = -20\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f = 8.6\text{GHz}$ .

En effet, lorsqu'on prend une structure antennaire monocouche et on fait varier la constante diélectrique, la structure répondra fortement au changement. Si on remplace la moitié supérieure de la hauteur par l'air libre, sa réponse devient un peu plus faible à tout changement. Cependant, sa réponse devient presque invisible lorsqu'on remplace la moitié inférieure de la hauteur du diélectrique par l'air libre.

Comme première interprétation des résultats obtenus, nous pouvons dire que la présence de l'air libre dans la moitié supérieure du diélectrique favorise beaucoup plus l'excitation des ondes de surface (liées au substrat diélectrique) que celles d'espace. Ceci explique la sensibilité de l'antenne à tout changement dans la permittivité.

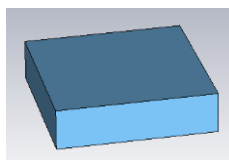
Par contre, son existence dans la moitié inférieure favorise beaucoup plus les ondes d'espace (liées à l'air libre). Ceci explique son insensibilité aux petits changements de la permittivité. Alors de changements plus importants de la permittivité sont nécessaires pour avoir une réponse de la structure antennaire conçue.

#### 4. Étude de l'antenne patch multicouche avec SHI

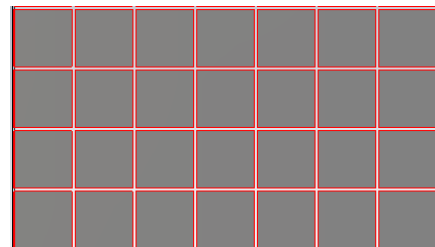
En se basant sur les résultats de simulation des deux sections précédentes, nous constatons qu'il est devenu indispensable d'utiliser la structure multicouche et d'introduire des matériaux artificiels pour pouvoir répondre aux exigences des nouvelles technologies.

En effet, nous rajoutons dans cette section une structure réalisée à partir d'une reproduction périodique de cellules carrées métalliques planaires. Ce métamatériau forme une surface à haute impédance (SHI) autour de sa fréquence de résonance.

La figure 4.12.a présente une cellule élémentaire de SHI qui va jouer le rôle du plan réflecteur. La figure 4.12.b présente la structure SHI réalisée sur un substrat de permittivité électrique  $\epsilon_r=3.2$  et d'épaisseur  $h=3\text{mm}$ .



a) Zoom d'une cellule élémentaire.



b) Structure SHI conçue.

**Fig. 4.12. Structure SHI conçue et un zoom de sa cellule élémentaire.**

L'antenne imprimée dimensionnée précédemment fonctionne à 6.3GHz. Elle est entourée par les cellules du réseau périodique de SHI. Il était intéressant d'étudier l'effet de SHI sur les différentes caractéristiques de l'antenne.

La figure 4.13 présente la configuration utilisée pour entourer l'antenne par la structure SHI. Un défaut est alors introduit dans la structure SHI en enlevant un certain nombre de pavés métalliques pour pouvoir insérer l'antenne. La surface du défaut a une forme rectangulaire par rapport au centre de l'antenne.

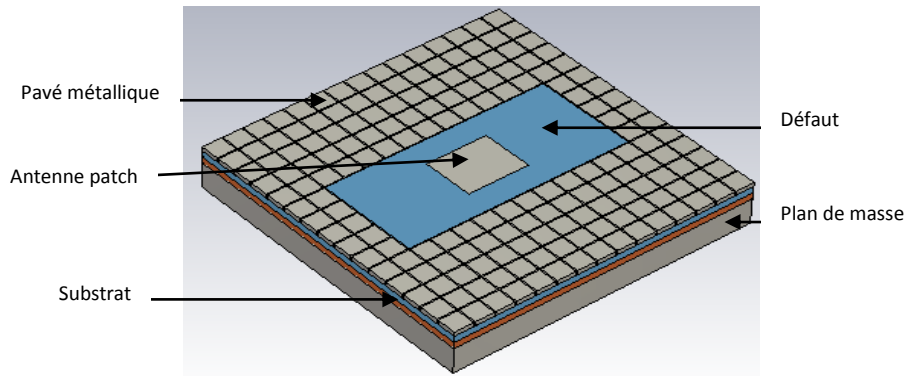
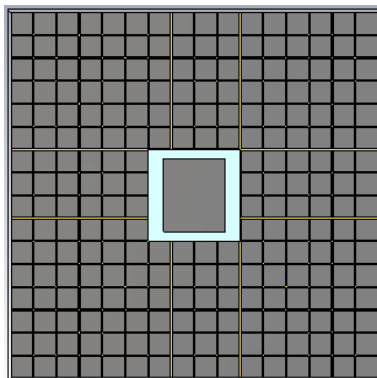


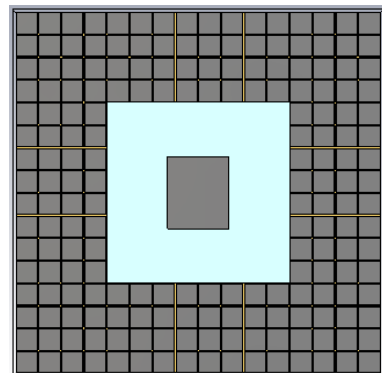
Fig. 4.13. Antenne patch multicouche avec SHI.

#### 4.1. Influence de l'espacement entre l'antenne et la structure SHI

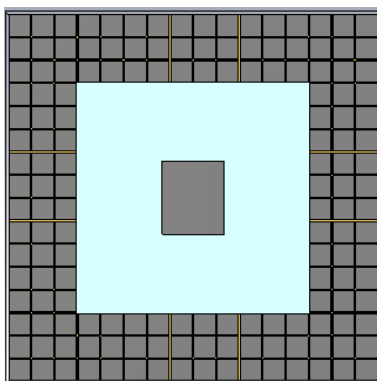
Dans le but d'étudier l'effet de l'espacement entre le patch et la structure SHI qui l'entoure, nous avons introduit des défauts dans la structure SHI de 4×4, 8×8, 10×10 et 12×12 éléments comme le montre la figure 4.13.



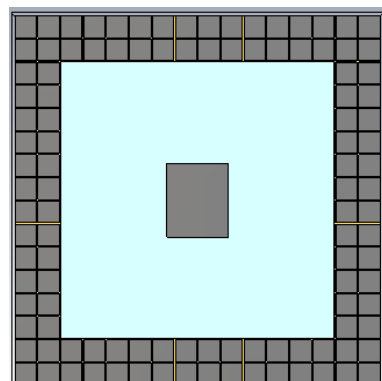
a) Défaut de 4×4 éléments.



b) Défaut de 8×8 éléments.



c) Défaut de 10×10 éléments.

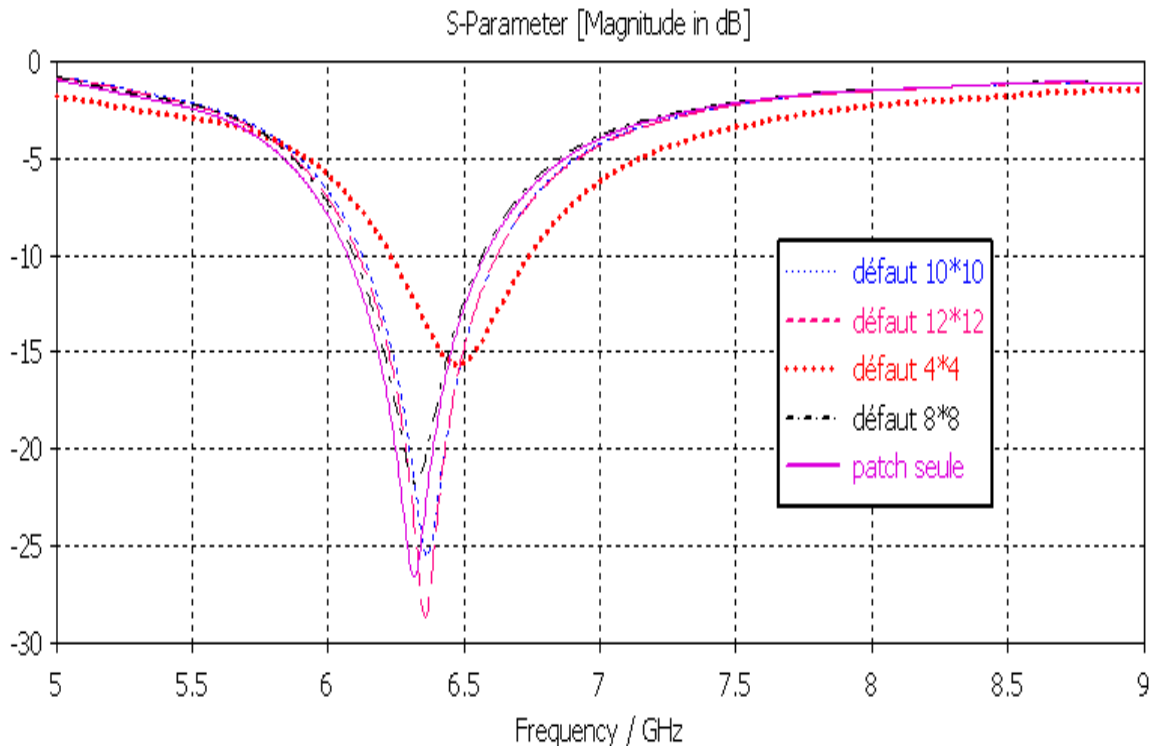


d) Défaut de 12×12 éléments.

Fig. 4.14. Différents défauts introduits dans la SHI.



Les résultats de simulation de l'antenne obtenus pour les quatre différents cas sont implantés dans la figure 4.15.



**Fig. 4.15. Variation de  $|S_{11}|$  en fonction de la fréquence pour différents défauts de SHI.**

La structure totale simulée contient  $16 \times 16$  cellules de SHI. Lorsque la première couche de cellules de SHI est très proche de l'antenne, dans le cas d'un défaut carré de 16 cellules ( $4 \times 4$ ), on remarque un effet très sensible sur l'adaptation de l'antenne. Dès que la SHI s'éloigne du patch rayonnant, l'antenne retrouve son adaptation initiale. Lorsque les pavés métalliques de SHI sont très proches du patch, la bande passante de l'antenne s'élargit. En effet, dans cette configuration, les pavés de SHI se mettent à rayonner à cause du couplage électromagnétique avec l'antenne imprimée. Les modes de résonance des pavés métalliques de SHI étant différents de ceux de l'élément rayonnant, le niveau du pic de résonance de l'antenne chute et la bande passante devient plus large. Ce même principe est souvent utilisé pour élargir la bande passante des antennes imprimées jugée très étroite dans beaucoup d'applications.

La figure 4.16 présente les résultats de simulation du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  de l'antenne avec et sans SHI.

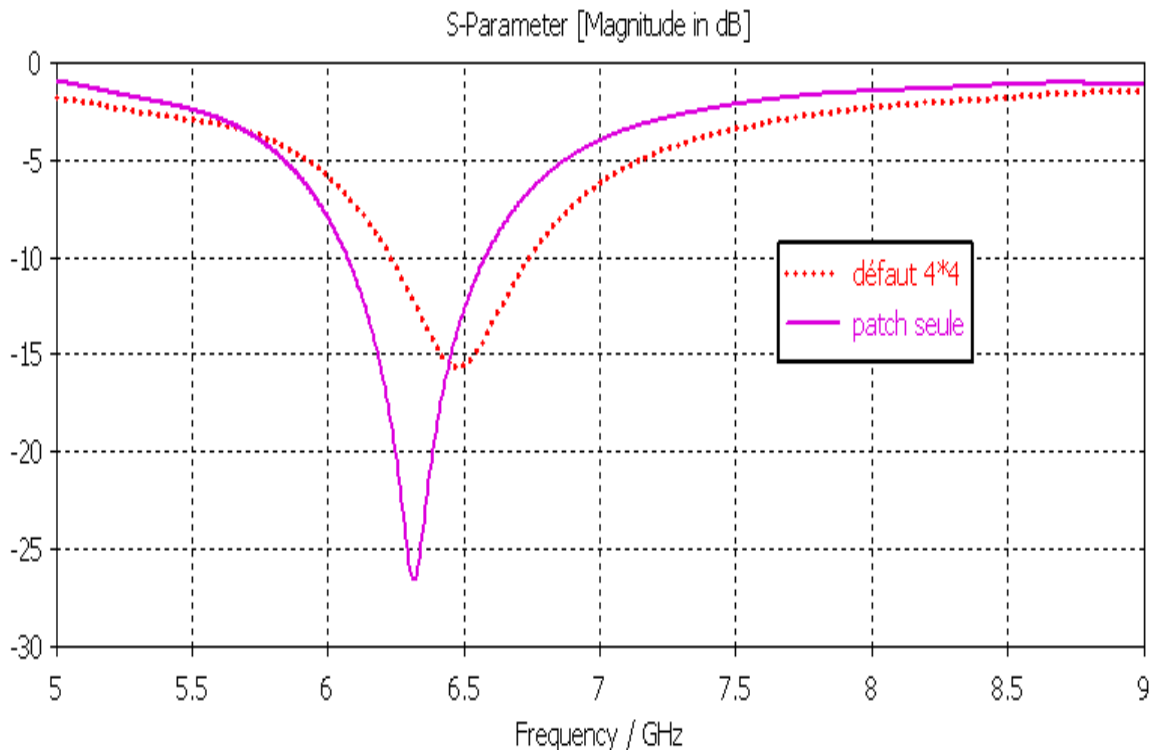


Fig. 4.16. Variation de  $|S_{11}|$  en fonction de la fréquence de l'antenne avec et sans SHI.

L'extraction des résultats de simulation de simulation du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  de l'antenne avec et sans SHI, rapportée dans la figure 4.16, confirme ce phénomène d'élargissement de bande grâce à la structure SHI lorsque les pavés métalliques sont très proches de l'antenne.

#### 4.2. Influence des dimensions de la structure SHI

Nous nous sommes intéressés à l'influence des dimensions de la structure SHI dans le cas d'un défaut carré de 4 cellules ( $2 \times 2$ ). La figure 4.17 donne les trois cas considérés. L'antenne est, donc, entourée par une seule couche, deux et puis trois couches de SHI.

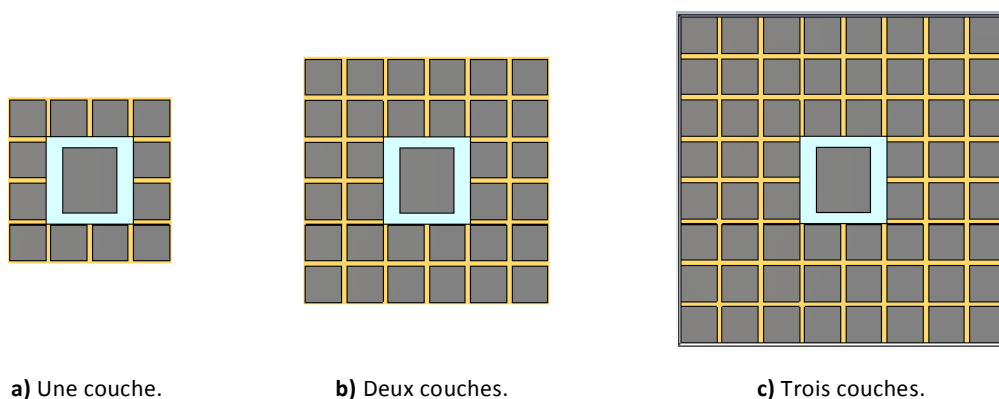
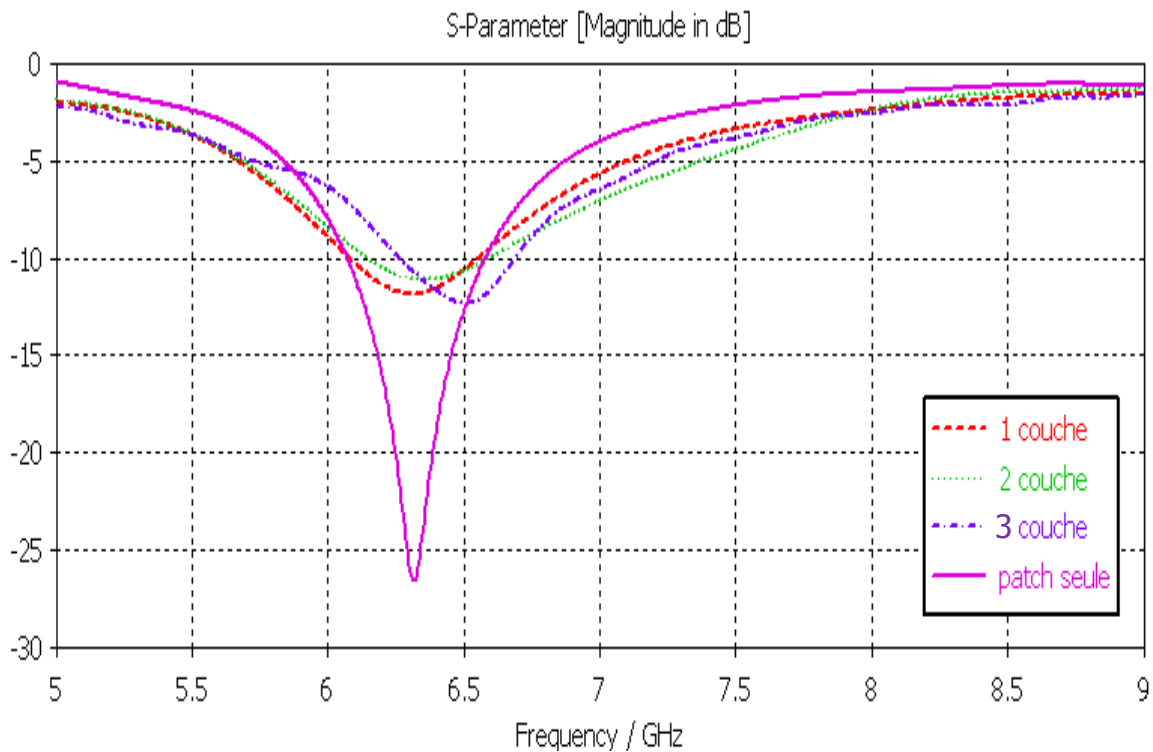


Fig. 4.17. Nombre de couches de SHI entourant le patch.

La figure 4.18 présente l'influence du nombre de couches SHI entourant le patch sur les caractéristiques de l'antenne pour une taille identique du plan de masse via la variation du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.



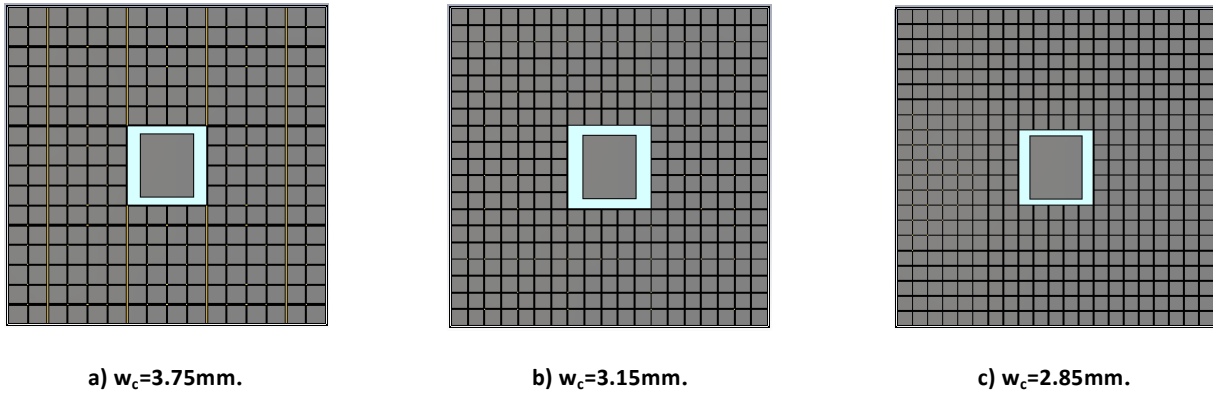
**Fig. 4.18. Influence des dimensions de la structure SHI sur l'antenne.**

En se basant sur les résultats ainsi obtenus, nous remarquons une sensibilité très importante pour les deux premières couches. Un élargissement de la bande et une diminution de l'amplitude du pic de la résonance sont constatés dans tous les cas.

On remarque que le module du coefficient de réflexion devient plus important pour les structures en une couche et en deux couches que pour le cas de trois couches.

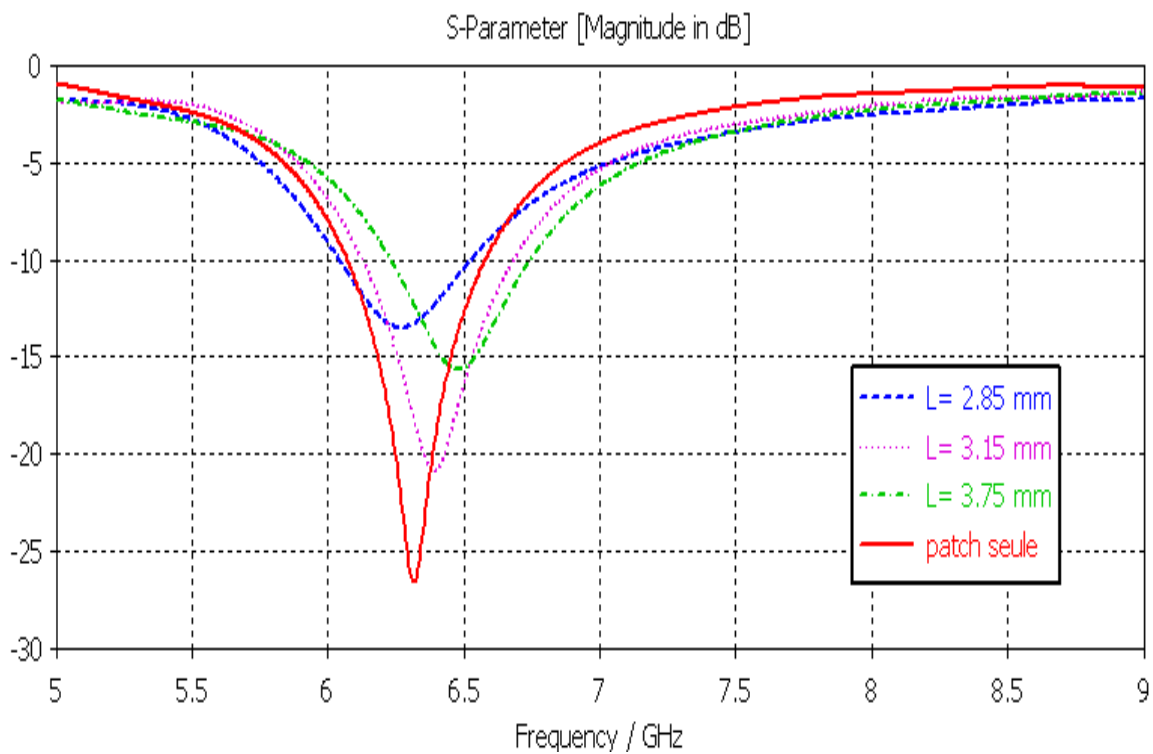
### 4.3. Influence des dimensions de la cellule élémentaire de SHI

Dans cette phase, Nos calculs ont été élargis à l'effet des dimensions de la cellule élémentaire de la structure SHI sur les caractéristiques de l'antenne conçue tout en gardant tous les autres paramètres fixes. Trois différentes largeurs de la cellule ont été considérées :  $w_c=2.85$ ,  $3.15$  et  $3.75$ mm avec le même espacement entre les cellules  $g=0.2$ mm. Les structures ainsi obtenues sont implantées dans la figure 4.19.



**Fig. 4.19. Structures de SHI avec les différentes largeurs de cellules.**

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  pour les trois structures sont implantés dans la figure 4.20.



**Fig. 4.20. Influence des dimensions de la cellule élémentaire de SHI sur l'antenne.**

Le minimum du module du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}|=-13.4\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.25\text{GHz}$  pour  $w_c=2.85\text{mm}$ , à  $|S_{11}|=-20.8\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.40\text{GHz}$  pour  $w_c=3.15\text{mm}$ , à  $|S_{11}|=-13.8\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.49\text{GHz}$  pour  $w_c=3.75\text{mm}$ .

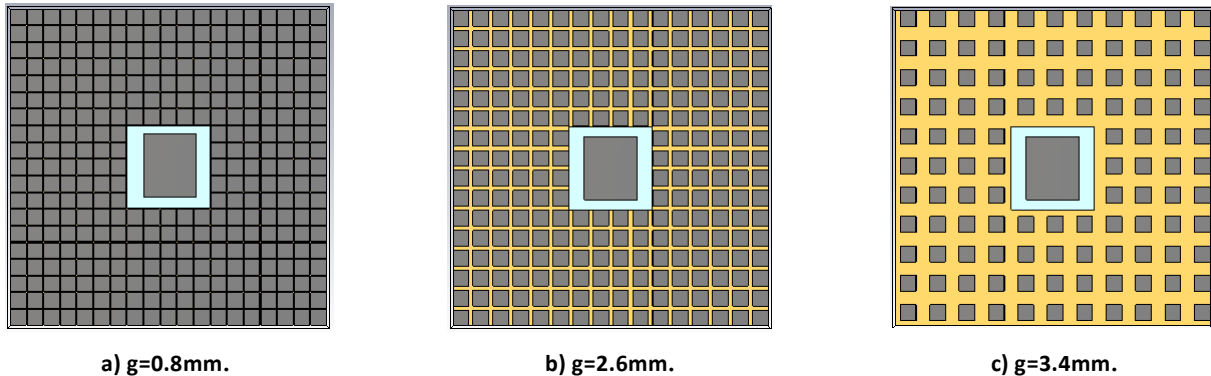
Nous remarquons que la bande passante devient plus large et le pic de  $|S_{11}|$  est plus important pour la structure où  $w_c=3.15\text{mm}$  et correspond à la fréquence de résonance  $f=6.40\text{GHz}$ .

Par ailleurs, pour les deux autres structures où les fréquences de résonance sont  $f=6.25\text{GHz}$  et  $6.49\text{GHz}$  pour  $w_c=2.85\text{mm}$  et  $3.75\text{mm}$  respectivement, on remarque que la bande passante (évaluée à  $-10\text{dB}$ ) est devenue étroite et l'amplitude du pic se rétrécit.

On peut conclure que la dimension de la cellule élémentaire du SHI la plus intéressante est  $w_c=3.15\text{mm}(\approx\lambda/14)$ .

#### 4.4. Influence de l'espacement entre les cellules de SHI

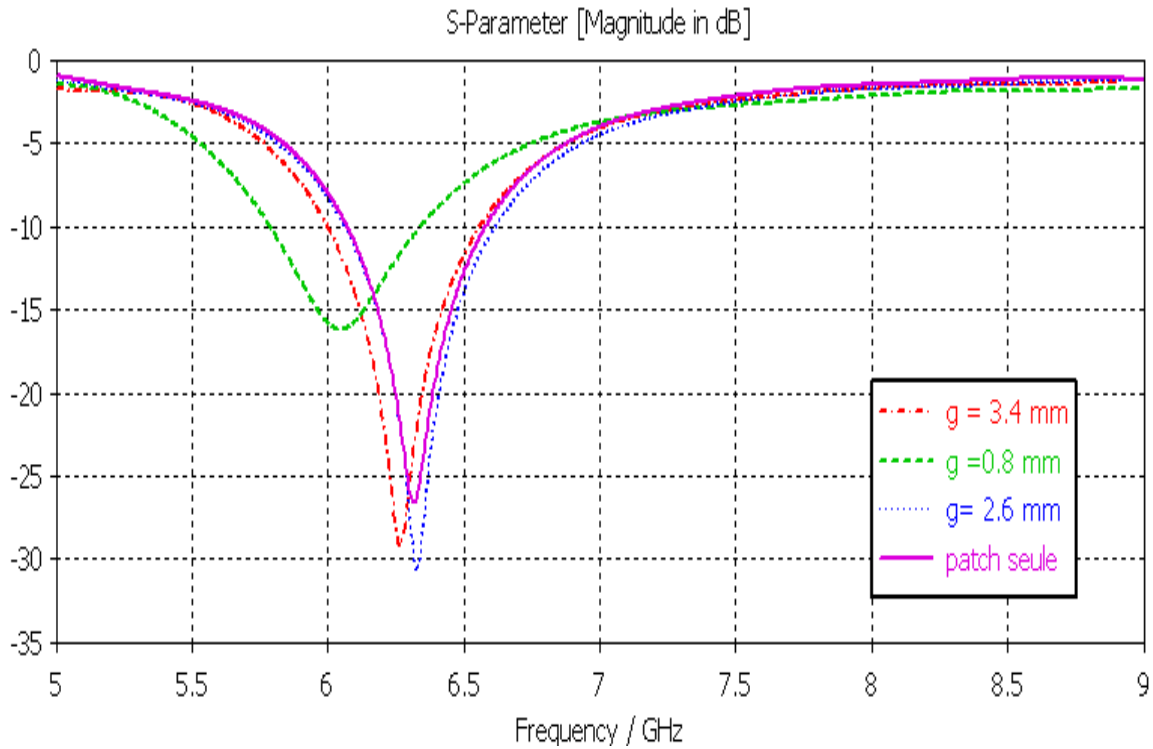
Dans cette phase, nous étudions l'effet de l'espacement entre les cellules élémentaires de la structure SHI et en maintenant tous les autres paramètres fixes. Pour faire, nous avons simulé l'antenne pour trois des différentes valeurs d'espacement entre les cellules  $g=0.8, 2.6$  et  $3.4\text{mm}$ . La largeur de la cellule élémentaire est  $w_c=3.15\text{mm}$ . Les trois structures SHI résultantes sont implantées dans la figure 4.21.



**Fig. 4.21. Structures de SHI avec les différents espacements entre cellules.**

Les résultats obtenus du module du coefficient de réflexion  $|S_{11}|$  (en dB) sont implantés dans la figure 4.22.

Le module du coefficient de réflexion passe de  $|S_{11}|=-28.0\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.26\text{GHz}$  pour un espacement  $g=3.4\text{mm}$  à  $|S_{11}|=-30.1\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.33\text{GHz}$  pour un espacement  $g=2.6\text{mm}$  à  $|S_{11}|=-15.8\text{dB}$  correspondant à la fréquence  $f=6.05\text{GHz}$  pour un espacement  $g=0.8\text{mm}$ .



**Fig. 4.22. Influence de l'espacement entre les cellules élémentaires du SHI sur l'antenne.**

Nous remarquons que la bande passante augmente surtout pour l'espacement, entre les cellules élémentaires de la structure SHI,  $g=2.6\text{mm}$  et le pic du module du coefficient de réflexion devient plus important et ceci pour presque la même fréquence de résonance.

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons conçu des antennes patch de forme rectangulaire en technologie microruban monocouche et multicouche avec et sans SHI fonctionnant dans la bande millimétrique. En outre, l'influence des différents paramètres géométriques et physique sur le comportement électromagnétique de l'antenne conçue a été étudiée.

## Conclusion générale

Les travaux qui ont été effectués dans le cadre de ce mémoire ont été consacrés à la simulation d'une antenne patch à base de métamatériaux. Cette antenne opère dans l'intervalle [3-9]GHz de la bande millimétrique. Une nouvelle technique de miniaturisation à base des structures SHI a été employée.

Le choix du simulateur CST-MWS 2012 pour concevoir et étudier notre antenne patch avec SHI a été justifié. Les différentes étapes de conception et de simulation d'une antenne ont été décrites à travers un exemple de simulation.

Enfin, nous avons présenté et interprété les résultats de conception obtenus par le simulateur CST MWS 2012. Une synthèse a été effectuée pour illustrer l'influence des paramètres géométriques et physique des différentes composantes de l'antenne sur ses caractéristiques électromagnétiques.

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

## Bibliographie

- [1] I. J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip antennas, Artech House, Dedham, 1980.
- [2] D. M. Pozar, "Microstrip antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 40, n° 1, pp. 79-91, January 1992.
- [3] G. Kumar and K. P. Ray, Broadband microstrip antennas, Artech House Boston, London 2003.
- [4] H. J. Visser, "Array and phased array antenna basics", Antenna Engineer, the Netherlands 2005.
- [5] C. A. Balanis, Antenna theory analysis and design, 2<sup>nd</sup> edition John Wiley and Sons, 1997.
- [6] D. M. Pozar and S. M. Voda, "A rigorous analysis of a microstrip line fed patch antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 35, n° 12, pp. 1343- 1350, December 1987.
- [7] M. Diblang, "Développement du concept de l'antenne a résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire", Université de Limoges, Thèse de doctorat, 2006.
- [8] J. B. Pendry & al., "Low frequency plasmons in thin-wire structures", J. Phys. : Condens. Matter, vol. 10 , pp. 4785-4809, 1998.
- [9] J. B. Pendry & al., "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 2075-2084, 1999.
- [10] D. R. Smith & al., "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", Phys. Rev. Lett. 84, pp. 4184-4187, 2000.
- [11] V. Planisamy and R. Garg, "Analysis of arbitrarily shaped microstrip patch antennas using segmentation technique and cavity model," IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 34, n° 10, October 1986.
- [12] D. Maystre & al., "Metamaterials : from microwaves to the visible region", Comptes-rendu de l'académie des Sciences, vol. 6, n° 6, p. 693, 2005.



- [13] S. Zhang & al., "Experimental demonstration of near-infrared negative-index metamaterials", *Phys. Rev. Letters*, vol. 95, pp. 137-140, 2005.
- [14] V.G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of permittivity and permeability", *Sov. Phys. Usp.*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [15] C. C. Liu, J. Shmoys, A. Hessel, J. Hanfling, and J. Usoff, "Plane wave reflection from microstrip patch arrays theory and experiment", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, pp. 426–435, April 1985.
- [16] D. Sievenpiper, *High Impedance Electromagnetic Surfaces*, PhD thesis, Dept. Elect. Eng., University California at Los Angeles, 1999.
- [17] N. Engheta and R. Ziolkowski, *Electromagnetic Metamaterials : Physics and Engineering Explorations*, Wiley-IEEE Press, 2006.
- [18] S. Tretyakov, *Analytical Modeling in Applied Electromagnetics*. Artech House Publishers, 2003.
- [19] F. R. Yang, K. P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A novel tem waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2092–2098, Nov. 1999.
- [20] S. Maci, *Dispersion diagrams and EBG and Metamaterials*, Short Course on theory and applications of metamaterials, ESOA Chalmers Univ, 2007.
- [21] D. S. Mclachlan & al., "Modeling the permittivity of composite materials with a general effective medium equation", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 6, n° 9, pp. 1099-1131, 1992.
- [22] C. Caloz and T. Itoh, "Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications", John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [23] T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields", *Electronics and Communications*, vol. 31, n° 3, pp. 116-120, 1977.

## Annexe -A-

### A.1. Généralités sur les antennes

Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur. Bien que les antennes soient utilisées dans des gammes de longueurs d'onde très différentes, elles sont généralement étudiées et caractérisées au moyen de définitions et de propriétés communes.

### A.2. Caractéristiques des antennes

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

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

où  $P_a$  est la puissance d'alimentation.

#### A.2.1 Diagramme de rayonnement

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

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

### A.2.2. Fonction caractéristique

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

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

### A.2.3. Angle d'ouverture

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

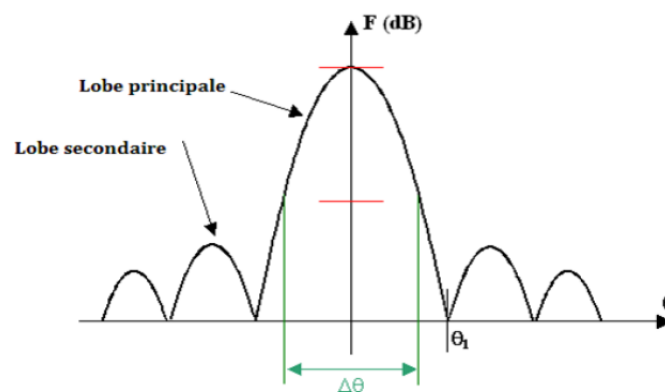


Fig. A.1. Diagramme de rayonnement bidimensionnel.

### A.2.4. Directivité et gain d'une antenne

#### A.2.4.1. Ouverture rayonnante et Rendement

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

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

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

#### A.2.4.2. Gain d'une antenne

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

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

#### A.2.4.3. Directivité d'une antenne

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

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

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

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