

**Université Kasdi Merbah Ouargla**

**Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication**

**Département d'Electronique et Des Télécommunications**



**Mémoire**

**MASTER ACADEMIQUE**

Domaine : Science et Technologie

Filière : Télécommunication

Spécialité : Signal et communication

Présenté par :

Haoued Mouissa Nawel

Madoui Souad

**Thème**

# **L'effet d'une cellule AMC sur la bande passante d'une antenne patch**

Soutenu publiquement le 23 mais 2017

Le jury composé de :

BENKRINAH Sabra M.A.(A)  
CHENINA Hachemi M.A.(B)  
MEKIMAH Boualem M.A.(A)  
BELHEDRI Abdelkrim M.A.(B)

Présidente  
Examineur  
Encadreur  
Co-Encadreur

UKM Ouargla  
UKM Ouargla  
UKM Ouargla  
UKM Ouargla

**Année 2016-2017**

# *Dédicace*

*Je dédie ce mémoire*

*A mes parents pour leur amour inestimable,  
leur soutien,  
et toutes les valeurs qu'ils ont su m'inculquer.*

*A mes frères et mes sœurs.*

*A toute ma famille ainsi qu'à mes amis.*

*Souad*

# *Dédicace*

*A mon père et ma mère*

*A mes frères et mes sœurs*

*A toutes ma famille et mes amis*

*Nawel*

# ***REMERCIEMENTS***

*Tout d'abord, nous remercions **DIEU** tout puissant de nous avoir donné la chance, le courage, la volonté, la force et la patience pour mener ce travail.*

*Nos reconnaissances vont à notre encadreur MEKIMAH Boualem, maitre-assistant à l'Université KASDI MERBAH Ouargla, qu'il trouve ici l'expression de nos sincères remerciements d'avoir bien voulu accepter d'encadrer ce mémoire et de nous avoir dirigé avec patience et intérêt pendant ce travail. Nous lui exprimons notre profonde gratitude pour tous ses conseils, son aide précieuse, son dévouement pour le travail et toutes les ressources qu'il a mis à notre disposition.*

*Nous exprimons également notre reconnaissance à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à ce modeste travail et nous ont aidé et soutenu pendant cette période.*

*Enfin, nos remerciements vont également aux membres de jury qui ont acceptés d'évaluer, d'examiner et d'enrichir notre travail.*

*N'oubliez pas tous les enseignants et les responsables de notre département  
d'Electronique à l'université d'Ouargla.*

## Liste des abréviations

- AMC** : Artificial Magnetic Conductor.  
**BIE** : Bande Interdite Electromagnétique.  
**BP** : Bande Passante.  
**CEP** : Conducteur Électrique Parfait.  
**CMP** : Conducteur Magnétique Parfait.  
**CPW** : Coplanar waveguide.  
**CST**: Cumputer Simulation Technology.  
**2D et 3D** : Deux et trois dimensions.  
**EBG** : Electromagnetic Band Gap.  
**FDTD** : Finite Difference Time Domain Method.  
**FEM** : Finite Element Method.  
**FIT** : Finite Integration Technique.  
**MOM**: Method Of Moment.  
**RF** : Radio Frequency.  
**ROS** : Rapport d'ondes stationnaires.  
**TEM** : Transverse électromagnétique.  
**TE** : Transverse électrique.  
**TM** : Transverse magnétique.  
**VSWR** : Voltage Standing Wave Ratio.

## Liste des symboles

- $\vec{B}$  : Induction magnétique.  
 $C$  : Condensateur.  
 $\vec{D}$  : Induction électrique.  
 $\vec{E}$  : Champ électrique.  
 $\epsilon_r$  : Permittivité relative.  
 $\epsilon$  : Permittivité diélectrique.  
 $f_h$  : La fréquence limite haute.  
 $f_b$  : la fréquence limite basse.  
 $f_0$  : Fréquence de résonance.  
 $h$  : Epaisseur du substrat.  
 $\vec{H}$  : Champ magnétique.  
 $I$  : Le courant.  
 $L$  : Longueur.  
 $L$  : La bobine.  
 $Q$  : Facteur de qualité.  
 $R$  : Résistance.  
 $S_{11}$  : Coefficient de réflexion.  
 $\tan \delta$  : Tangente des pertes.  
 $\mu$  : Perméabilité magnétique.  
 $\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide.  
 $\mu_r$  : Perméabilité relative.  
 $V$  : La tension.  
 $W$  : Largeur.  
 $Z$  : l'impédance.  
 $\lambda$  : Longueur d'onde.  
 $\Gamma$  : Coefficient de réflexion.

## Liste des illustrations

<b>I.1</b>	Structure typique d'une antenne microbande.	<b>5</b>
<b>I.2</b>	Différentes formes d'antennes imprimées.	<b>6</b>
<b>I.3</b>	Antenne imprimée fonctionnant sur son mode fondamental.	<b>7</b>
<b>I.4</b>	Description de la région entre le patch et le plan de masse.	<b>8</b>
<b>I.5</b>	Bande passante et coefficient de réflexion.	<b>10</b>
<b>I.6</b>	Antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban.	<b>11</b>
<b>I.7</b>	Alimentation coaxiale ou par sonde.	<b>12</b>
<b>I.8</b>	Alimentation par couplage par fente.	<b>13</b>
<b>I.9</b>	Alimentation par couplage de proximité.	<b>14</b>
<b>I.10</b>	Guide d'ondes coplanaire (CPW).	<b>15</b>
<b>I.11</b>	Modèle de la cavité.	<b>16</b>
<b>I.12</b>	Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.	<b>20</b>
<b>I.13</b>	Circuit équivalent d'une antenne patch rectangulaire alimenté par une sonde coaxiale.	<b>21</b>
<b>II.1</b>	Exemples des structures BIE d type métallo-diélectrique.	<b>26</b>
<b>II.2</b>	Conducteur magnétique parfait.	<b>27</b>
<b>II.3</b>	Conducteur électrique parfait.	<b>27</b>
<b>II.4</b>	Géométrie d'une cellule AMC.	<b>29</b>
<b>II.5</b>	La phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une cellule AMC.	<b>30</b>
<b>II.6</b>	Géométrie d'une structure AMC de forme carrée avec les vias.	<b>30</b>
<b>II.7</b>	Exemple de variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une cellule AMC.	<b>32</b>
<b>II.8</b>	La structure AMC de seivenpiper.	<b>33</b>
<b>II.9</b>	(a) cellule unitaire de AMC, (b) circuit LC équivalent de cellule AMC.	<b>34</b>
<b>II.10</b>	Cellule AMC unitaire	<b>34</b>
<b>II.11</b>	Structure AMC composée de 6×6 cellules unitaires.	<b>34</b>
<b>II.12</b>	La phase du coefficient de réflexion de la surface AMC.	<b>35</b>
<b>III.1</b>	L'antenne dipôle alimenté par une ligne coplanaire.	<b>38</b>
<b>III.2</b>	Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne dipôle.	<b>39</b>
<b>III.3</b>	Le VSWR de l'antenne dipôle coplanaire sans AMC.	<b>40</b>
<b>III.4</b>	Le diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 5.5 GHz.	<b>41</b>
<b>III.5</b>	Diagramme de rayonnement polaire à $f = 5.5$ GHz, (a) $\phi = 0^\circ$ , (b) $\phi = 90^\circ$ .	<b>42</b>
<b>III.6</b>	La cellule AMC composée de 6 X 6 cellules élémentaires.	<b>42</b>
<b>III.7</b>	La phase du coefficient de réflexion de la cellule AMC.	<b>43</b>
<b>III.8</b>	Antenne imprimée au-dessus de la surface AMC.	<b>44</b>
<b>III.9</b>	Coefficient de réflexion $S_{11}$ , pour différentes valeurs de hz simulés sous CST.	<b>45</b>
<b>III.10</b>	Le coefficient de réflexion de l'antenne sans AMC en rouge et avec AMC en rose.	<b>46</b>
<b>III.11</b>	La variation du VSWR de l'antenne avec AMC.	<b>46</b>
<b>III.12</b>	Le VSWR de l'antenne avec AMC et sans AMC.	<b>47</b>
<b>III.13</b>	Le diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 7.5 GHz.	<b>47</b>
<b>III.14</b>	Le diagramme de rayonnement polaire de l'antenne à 7.5 GHz, (a) $\phi = 90^\circ$ et (b) $\phi = 0^\circ$ .	<b>48</b>

# Liste des tableaux

<b>N° de Tableau</b>	<b>Titre</b>	<b>N° de page</b>
<b>I.1</b>	Les propriétés de quelques types de substrats.	9
<b>III.1</b>	Les dimensions de l'antenne proposée.	38
<b>III.2</b>	Les paramètres géométriques optimisés de la cellule AMC.	43
<b>III.3</b>	Les valeurs de la bande passante pour différentes valeurs de $H_z$ .	45



<b>Table des matières</b>	
Dédicace	<b>I</b>
Remerciements	<b>III</b>
Liste des abréviations	<b>IV</b>
Liste des symboles	<b>V</b>
Liste des illustrations	<b>VI</b>
Liste des tableaux	<b>VII</b>
Table des matières	<b>VIII</b>
Introduction générale	<b>2</b>
<b>Chapitre I</b>	
<b>Généralités sur les Antennes Microbandes</b>	
I.1. Introduction	<b>5</b>
I.2. Structure d'une antenne patch	<b>5</b>
I.3. Principe de fonctionnement	<b>6</b>
I.4. Critères de choix des substrats	<b>8</b>
I.5. Caractéristiques de l'antenne patch	<b>9</b>
I.5.1. Bande passante	<b>9</b>
I.5.2. Impédance d'entrée	<b>10</b>
I.5.3. Diagramme de rayonnement	<b>10</b>
I.6. Différentes techniques d'alimentation	<b>11</b>
I.6.1. Alimentation par ligne micro-ruban	<b>11</b>
I.6.2. Alimentation par câble coaxiale	<b>12</b>
I.6.3. Alimentation couplée par ouverture	<b>12</b>
I.6.4. Alimentation par couplage de proximité	<b>13</b>
I.6.5. Alimentation par guide d'ondes coplanaire	<b>14</b>
I.7. Méthodes d'analyse	<b>15</b>
I.7.1. Méthodes approximatives	<b>15</b>
I.7.1.1. Modèle de la ligne de transmission	<b>15</b>
I.7.1.2. Modèle en cavité simple	<b>16</b>
I.7.2. Méthodes rigoureuses (Full-wave)	<b>17</b>
I.7.2.1. Méthode des éléments finis	<b>17</b>
I.7.2.2. Méthode des différences finies	<b>17</b>
I.7.2.3. Méthodes des moments	<b>18</b>
I.7.2.4. Méthode d'analyse spectrale	<b>18</b>
I.7.2.5. Méthode d'intégration finie	<b>19</b>
I.8. Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire	<b>19</b>
I.9. Modélisation d'une antenne patch rectangulaire	<b>21</b>
I.10. Avantages et limitations des antennes patches	<b>21</b>
I.11. Les applications des antennes microbandes	<b>22</b>
I.12. Amélioration des antennes patches	<b>23</b>
I.13. Conclusion	<b>23</b>
<b>Chapitre II</b>	
<b>Conducteur Magnétique Artificiel AMC</b>	
II.1. Introduction	<b>25</b>
II.2. Définition de la bande interdite électromagnétique BIE (ou EBG)	<b>25</b>
II.3. Structures artificielles	<b>26</b>
II.3.1. Conducteur électrique parfait	<b>26</b>
II.3.2. Conducteur magnétique parfait	<b>27</b>

II.4. Conducteur magnétique artificiel (AMC)	27
II.4.1. Théorie et pratiques actuelles	28
II.4.2. Définition d'une surface AMC	28
II.4.3. Concept de la cellule AMC	29
II.4.4. La cellule d'unité d'un conducteur magnétique artificiel proposé	30
II.4.5. Propriétés des surfaces AMC	32
II.4.6. Cellule AMC mono-bande	33
II.5. Exemple d'une cellule AMC rectangulaire	34
II.6. Conclusion	35
<b>Chapitre III</b>	
<b>Résultats de Simulations</b>	
III.1. Introduction	37
III.2. Qu'est-ce que CST MICROWAVE STUDIO	37
III.3. Antenne dipôle coplanaire	37
III.3.1. Désign de l'antenne	37
III.3.2. Résultats de simulations	39
III.4. Désign de la cellule AMC	42
III.4.1. Conception de AMC	42
III.4.2. Les résultats	43
III.5. Antenne patch avec AMC	44
III.5.1. La géométrie	44
III.5.2. Résultats de simulations	44
III.5.2.1. l'effet de la couche d'air sur la bande passante	44
III.6. Conclusion	49
Conclusion générale	51
Références bibliographiques	53
Annexe	57

*Introduction*

*Générale*

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie [1]. Parmi les applications de ce domaine qui ont attiré plus d'attentions sont les antennes microbandes. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil.

L'idée d'un élément rayonnant à micro-ruban date de 1950 et le concept a été proposé en 1953 par Deschamps aux Etats Unis d'Amérique et en France par *Guttan et Baissimoten* 1955. Un peu plus tard le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip-lines fût observer et étudié par *Lewin* en 1960. Au début des années 70, *Byron* décrit une piste rayonnante conductrice gravée sur un substrat diélectrique ( $\epsilon_r < 10$ ) et repose sur un plan de masse [2].

Pour répondre aux besoins actuels du domaine des télécommunications, les concepteurs en hyperfréquences sont amenés à élaborer des dispositifs à base des antennes planaires. Ces antennes présentent des caractéristiques très avantageuses [3], surtout dans le cas où elles doivent opérer dans des fréquences élevées.

Cependant, ces antennes ont aussi des inconvénients et des limitations comme la bande passante étroite, faible gain et bien d'autres. Les études qui ont été réalisées pour améliorer ses inconvénients sont basées sur des nouveaux matériaux appelés méta-matériaux, qui sont des structures périodiques (ou parfois non périodiques) n'existent pas dans la nature, ont pour but de créer une surface à haute impédance [4].

Les structures électromagnétiques sont des objets périodiques artificiels qui empêchent ou aident la propagation d'ondes électromagnétiques dans une bande de fréquence pour tous les angles d'incidence et tous les états de polarisation [5]. Les conducteurs magnétiques artificiels (AMC), où surfaces à haute impédance, ont reçu une attention considérable ces dernières années. Une surface AMC est un type de bande interdite électromagnétique (EBG) avec une surface de conducteur magnétique pour une bande de fréquence spécifiée. Les structures AMC sont typiquement réalisées sur la base de substrats diélectriques périodiques et de divers motifs de métallisation, et plusieurs types de plans de masse AMC ont déjà été étudiés [6].

L'objectif de ce mémoire est d'améliorer la bande passante d'une antenne patch sous forme d'un dipôle, alimenté par une ligne coplanaire d'impédance caractéristique  $50\Omega$  pour

des raisons d'adaptation, en utilisant une structure AMC. Pour atteindre cet objectif, le présent travail est réparti sur trois chapitres.

### *Chapitre I :*

Un état de l'art sur les antennes microbandes est donné au niveau de ce chapitre, ainsi qu'une présentation des différentes techniques d'alimentation et les méthodes d'analyse les plus répondues. La dernière partie de ce chapitre parle sur la description des principales applications de l'antenne patch et ses avantages et inconvénients.

### *Chapitre II :*

Dans ce chapitre une démonstration sur un conducteur magnétique artificiel (AMC) est représentée. Afin d'améliorer les performances des antennes microbandes, une surface AMC sera ajoutée comme un réflecteur d'une antenne patch. On commence tout d'abord par les structures artificielles et les développements de la cellule AMC, par la suite, leur définition et leur conception sera décrites. On clôture le chapitre par un bref aperçu des propriétés de la surface AMC et un exemple d'une cellule AMC.

### *Chapitre III :*

On s'intéresse dans cette partie à l'interprétation et la discussion des résultats trouvés par le simulateur CSTMWS (Computer Simulation Technology Microwave Studio). Une comparaison entre une antenne seule sans réflecteur AMC et une antenne avec réflecteur AMC sera démontrée.

Enfin, on terminera ce mémoire par une conclusion. Pour aider le lecteur à bien se servir de ce mémoire, une annexe et une liste de références bibliographiques ont été ajoutés à la fin de ce manuscrit.

# *Chapitre I*

*Généralités sur les Antennes Microbandes*

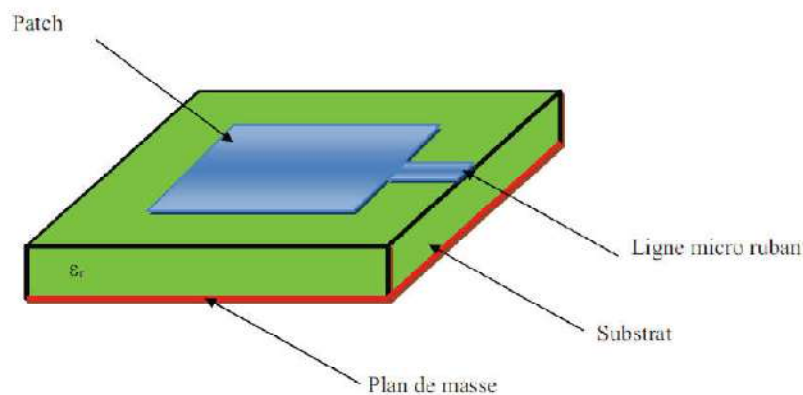
### I.1. Introduction

La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique et plus récemment celui des hyperfréquences, ou elle se prête particulièrement bien à la réalisation des circuits d'antennes et des antennes planaires.

Les antennes microbandes peuvent trouver une application dans les circuits intégrés micro-ondes comme résonateurs planaires pour oscillateurs et filtres. Aussi, ces plaques rectangulaires peuvent être utilisées comme éléments rayonnants. Avant d'aborder ce sujet, nous donnons en premier lieu un aperçu de la structure simplifiée de ces antennes. Les avantages, les inconvénients et les différentes techniques d'excitation sont aussi présentés. Finalement, nous terminerons ce chapitre en présentant les méthodes d'analyse les plus répandues applicables aux antennes plaques.

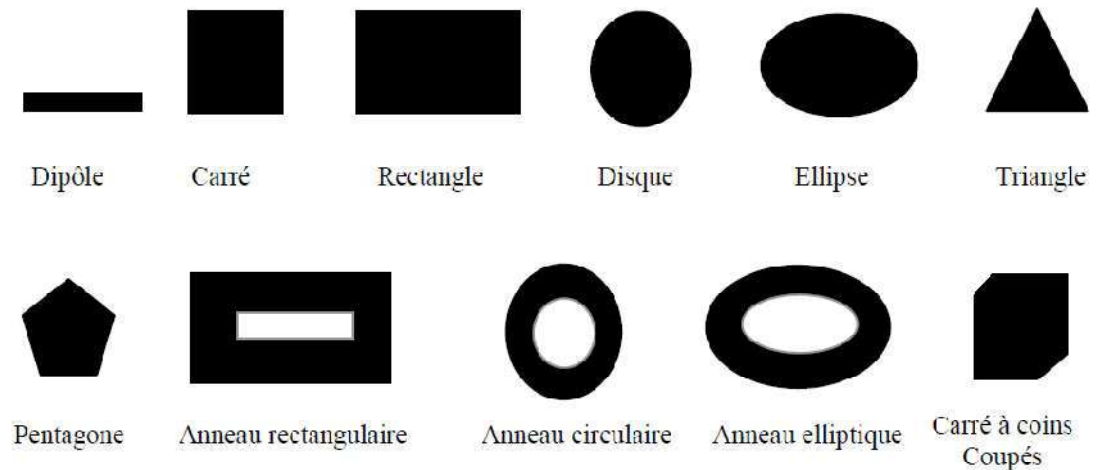
### I.2. Structure d'une Antenne Patch

L'antenne patch ou microbande, appelée aussi micro-ruban, est un élément transducteur. Elle effectue ainsi deux fonctions fondamentales qui définissent le principe d'antenne de manière générale, il s'agit bien du rayonnement (émission) et de la réception d'une onde électromagnétique évoluant avec une fréquence compatible à celle de l'antenne. Sa configuration basique se compose d'un plan de masse, en cuivre en général, d'un diélectrique appelé substrat sur lequel l'élément rayonnant est imprimé, une forme conductrice (Cuivre, Or etc.), qui représente le patch. Le substrat est défini comme étant un diélectrique caractérisé par sa permittivité relative  $\epsilon_r$  (Figure I.1) [2].



**Figure I.1:** Structure typique d'une antenne microbande.

L'antenne patch peut être prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou d'autre forme arbitraire. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant, leurs dimensions sont faibles de l'ordre de  $\lambda / 2$  à  $\lambda$ . La figure suivante montre ces différentes formes :



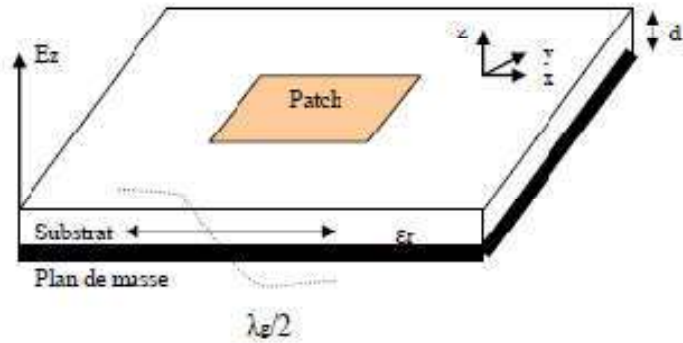
**Figure I.2:** Différentes formes d'antennes imprimées.

### ***1.3. Principe de Fonctionnement***

Dans son fonctionnement usuel, une antenne imprimée gravée sur un substrat diélectrique peut être considérée, en première approximation comme une cavité résonante imparfaite, présentant des murs magnétiques verticaux à pertes et des murs électriques horizontaux. Pour des fréquences appelées fréquences de résonance, cette cavité emmagasine de l'énergie électromagnétique selon un ensemble de modes de type  $TM_{mn}$ . Le rayonnement résultant de cette structure se traduit par des pertes qui s'opèrent au niveau des murs magnétiques. Une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. La forme et l'orientation des lignes de champs entre les bords de la plaque rayonnante et le plan de masse caractérisent les directions privilégiées du champ rayonné. En général, le mode fondamental est considéré comme étant le mode de fonctionnement de ce type d'antennes. Ce mode emporte le maximum d'énergie et se caractérise par une répartition du champ électrique en dessous de l'élément rayonnant dont une dimension au moins est égale à une demi-longueur d'onde comme indiqué dans la figure I.3. Les courants surfaciques



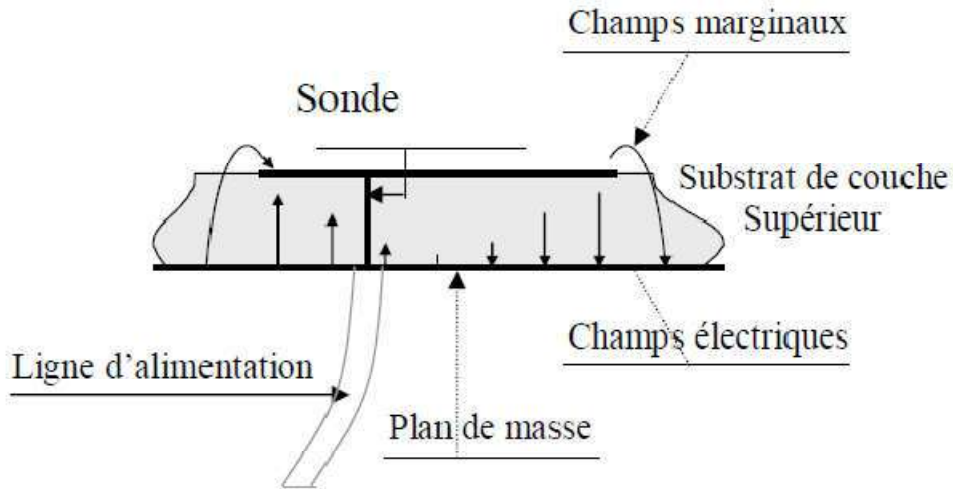
qui sont produits sur l'élément métallique sont dirigés selon l'axe de symétrie passant par le point d'excitation [7].



**Figure I.3:** Antenne imprimée fonctionnant sur son mode fondamental.

Ce modèle théorique de base de l'antenne microbande est basé sur les observations suivantes :

- a-** La proximité étroite entre le patch et le plan de masse suggère que  $E$  est seulement la composante suivant «  $z$  », et  $H$  seulement les composantes suivant «  $x$  » et «  $y$  » dans la région bornée par le micro-ruban et le plan de masse.
- b-** Le champs dans la région mentionnée ci-dessous est indépendant de la coordonnée «  $z$  » pour toutes les fréquences d'intérêt (fréquence de fonctionnement de l'antenne c'est-à-dire 100 MHz à 100 GHz).
- c-** Le courant électrique dans le micro-ruban ne doit pas avoir une composante normale au bord à n'importe quel point sur le bord, ce qui implique que la composante tangentielle de  $H$  est négligeable le long du bord [8].



**Figure I.4 :** Description de la région entre le patch et le plan de masse.

#### ***I.4. Critères de Choix des Substrats***

Le substrat est un composant essentiel dans la conception des antennes patchs. Ses caractéristiques physiques et géométriques définissent en grande partie les performances de l'antenne.

Un soin bien particulier doit donc être attribué à cet élément, il doit, par conséquent, satisfaire quelques exigences et conditions restrictives :

- Conservation de la forme originale,
- Stabilité envers le changement de la température (pour soudure) et aux conditions atmosphériques,
- Uniformité de la permittivité relative et de la hauteur (sur de grandes plaques),
- Faibles pertes diélectriques (typiquement  $\tan\delta \leq 3 \cdot 10^{-3}$ ) pour une meilleure efficacité,
- Résistance aux produits chimiques (pour les phases de photolithographie) [2].

Nous présenterons par la suite un tableau résumant quelques types de substrats :

**Tableau I.1:** Les propriétés de quelques types de substrats.

Propriétés	RO4003C	RO4350B	FR-4	Condition
Constante diélectrique $\epsilon_r$ (pratique)	$3.38 \pm 0.05$	$3.48 \pm 0.05$	-	10 GHz / 23°C
Design diélectrique $\epsilon_r$ (théorique)	3.55	3.66	4.3	8 à 40 GHz
Dissipation $\tan\delta$	0.0027	0.0037	0.025	10 GHz / 23°C
	0.0021	0.0031		2.5 GHz / 23°C

## ***1.5. Caractéristiques de l'Antenne Patch***

### ***1.5.1. Bande Passante***

La largeur de bande, appelée aussi bande passante, d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. Il s'agit aussi de la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximale. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande.

Pour connaître la largeur de bande d'une antenne relativement au rayonnement, on trace le paramètre de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence [9]. On admet généralement que si ce paramètre est inférieur à -10 dB ou à -15 dB, la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondantes à cette valeur comme sur la figure I.5 (La bande passante relevée pour les antennes en télécommunication est celle d'une antenne avec un ROS ou  $TOS \leq 2 \leftrightarrow 9.5dB$  ;  $TOS = 1.4 \leftrightarrow S_{11} = 15dB$ ) :

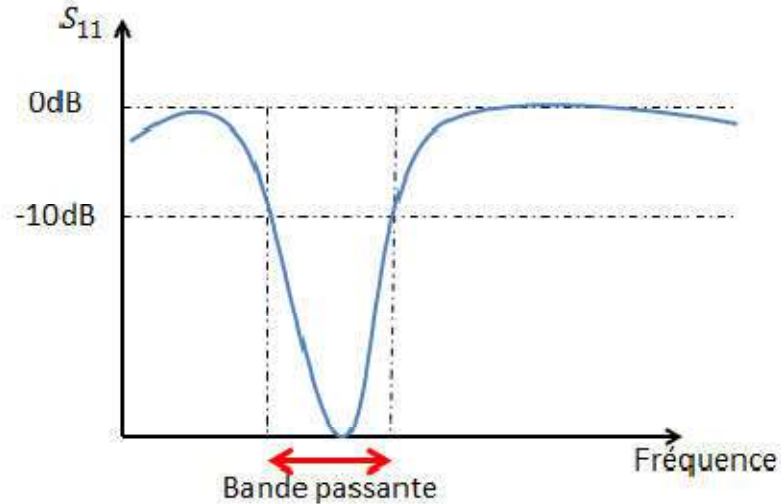


Figure I.5: Bande passante et coefficient de réflexion.

### 1.5.2. Impédance d'Entrée

Le rapprochement de la tension et du courant donné par les équations (I.1) et (I.2), donnent une explication simple pour la variation d'une caractéristique essentielle de l'antenne microbande qui est l'impédance d'entrée ( $Z_{in} = V/I$ ). Pour un point d'alimentation à un bord de rayonnement ( $x = 0$  ou  $x = L$ ), la tension est au maximum et le courant est au minimum, il résulte que l'impédance d'entrée est au maximum. Par contre, si le point d'alimentation est au centre du patch ( $x = L/2$ ), la tension est à zéro, le courant est au maximum donc l'impédance d'entrée est à zéro. Ainsi l'impédance d'entrée peut être contrôlée (commandée) en ajustant la position du point d'alimentation (d'excitation) [8].

$$I(x) = (V_0 / Z_0) \sin(\pi x / L) \quad (I.1)$$

$$V(x) = V_0 \cos(\pi x / L) \quad (I.2)$$

### 1.5.3. 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 [10].

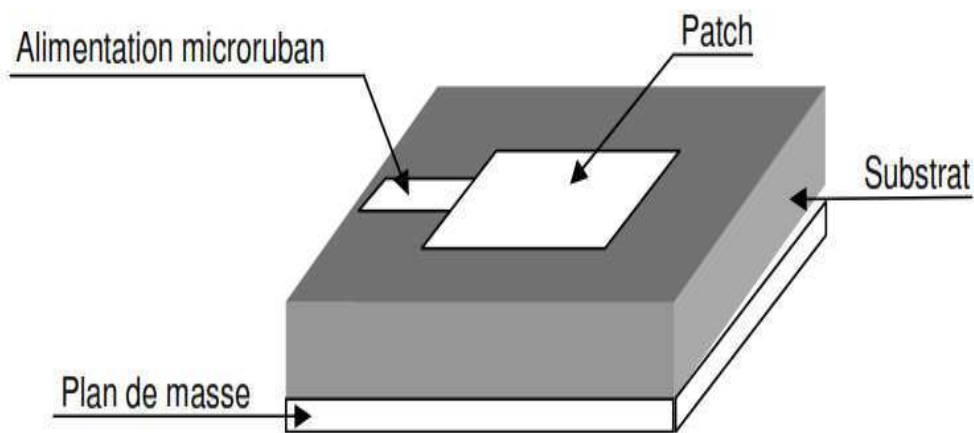
### ***1.6. Différentes Techniques d'Alimentation***

Les antennes microbandes peuvent être alimentées par une variété des méthodes. Ces méthodes peuvent être classifiées en deux catégories, avec contact et sans contact. Dans les méthodes avec contact, la puissance RF alimente directement la plaque rayonnante en utilisant un élément de connexion tel qu'une ligne micro-ruban ou câble coaxial. Dans les techniques sans contact, le couplage de champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne micro-ruban et le patch rayonnant. Les cinq techniques d'alimentation les plus populaires utilisées sont la ligne micro-ruban, la sonde coaxiale (techniques avec contact), le couplage par ouverture, le couplage par proximité et la ligne coplanaire [11].

#### ***1.6.1. Alimentation par Ligne Micro-ruban***

Dans ce type d'alimentation, la ligne micro-ruban est connectée directement à la plaque micro-ruban (Figure I.6). L'alimentation peut être gravée sur le même substrat pour obtenir une structure planaire.

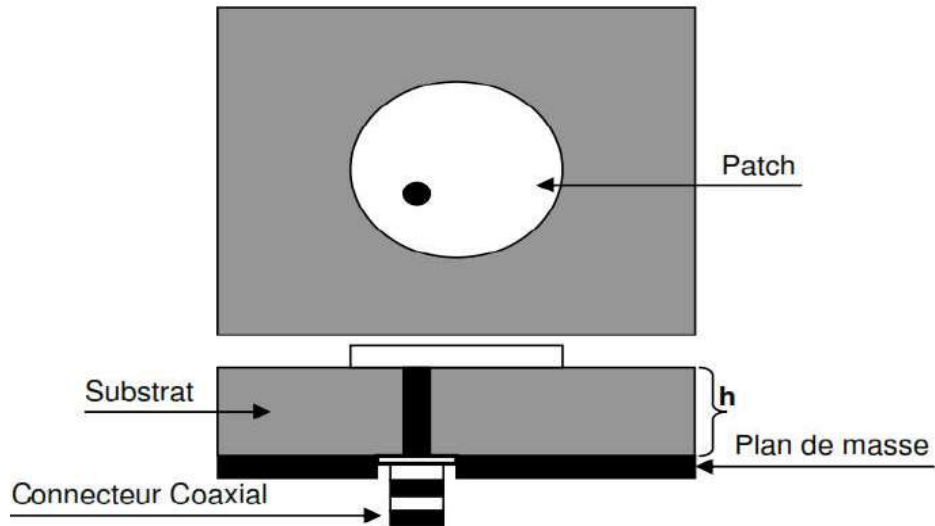
L'avantage d'une telle technique est la facilité de fabrication et le prix abordable. Cependant, son inconvénient majeur est le rayonnement parasite assez fort, ce qui les rend utilisable uniquement dans des applications qui n'exigent pas des performances élevées.



**Figure I.6:** Antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban.

### I.6.2. Alimentation par Câble Coaxial

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation par sonde est une technique très connue utilisée pour alimenter les antennes plaques. Le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et il est soudé au patch, alors que le conducteur extérieur est relié au plan de masse (Figure I.7).



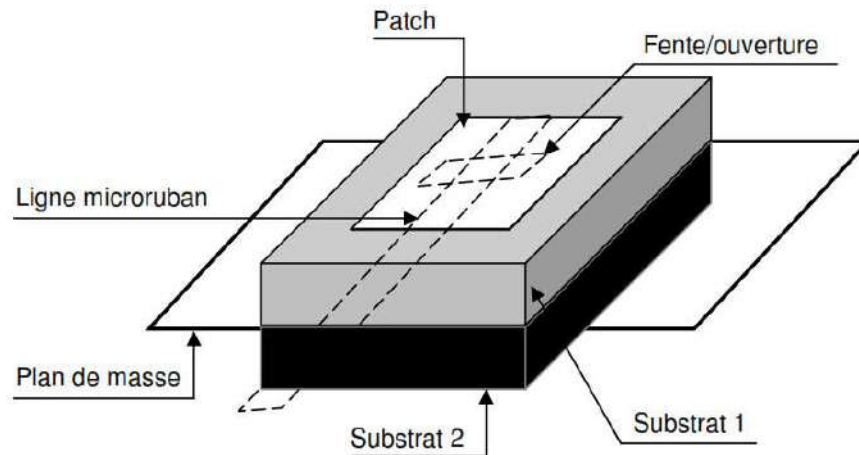
**Figure I.7:** Alimentation coaxiale ou par sonde.

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit du patch afin d'assurer l'adaptation d'impédance. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et elle a un rayonnement parasite faible. Cependant, son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser, car un trou doit être foré dans le substrat et le connecteur sort en dehors du plan de masse, ce qui ne la rend pas complètement plane pour les substrats épais ( $h > 0.002\lambda_0$ ).

En outre, pour des substrats plus épais, l'accroissement de la longueur de sonde rend l'impédance d'entrée plus inductive, menant aux problèmes d'adaptation. Il est clair à partir de ce qu'on a vu qu'avec un substrat diélectrique épais, ce qui fournit une large bande passante, les alimentations par lignes micro-ruban et par câble coaxial souffrent de plusieurs inconvénients. Les techniques d'alimentation sans contact que nous allons discuter ci-dessus résolvent ces problèmes [11].

### I.6.3. Alimentation Couplée par Ouverture

Dans ce type d'alimentation, l'élément rayonnant et la ligne micro-ruban sont séparés par le plan de masse comme représenté à la figure I.8. Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une fente ou une ouverture dans le plan de masse.



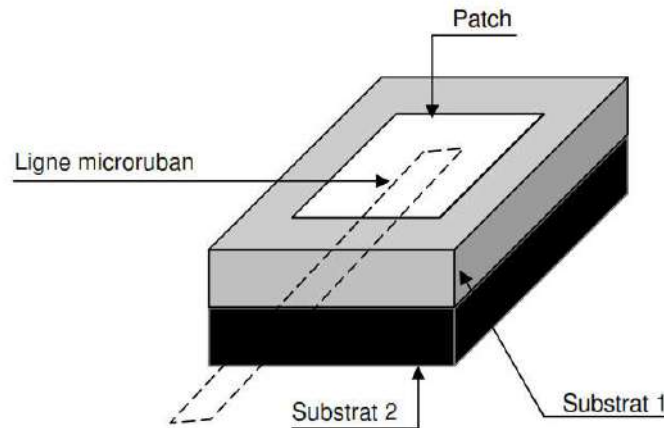
**Figure I.8:** Alimentation par couplage par fente.

L'ouverture de couplage est habituellement centrée sous le patch. La quantité de couplage à partir de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. Puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation, le rayonnement parasite est minimisé. D'une façon générale, un matériau ayant une constante diélectrique élevée est employé pour le substrat inférieur, alors qu'un matériau épais et à une constante diélectrique faible est employé pour le substrat supérieur afin d'optimiser le rayonnement du patch. L'inconvénient majeur de cette technique d'alimentation est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication en raison des couches multiples, qui augmentent également l'épaisseur d'antenne. Cette technique d'alimentation fournit aussi une largeur de bande étroite.

### I.6.4. Alimentation par Couplage de Proximité

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur comme il est montré à la figure I.9. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite due à l'alimentation et fournit une largeur de bande très

élevée (au-delà de 13%), en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne microbande. Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents, l'un pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation afin d'optimiser les performances de l'antenne.



**Figure I.9:** Alimentation par couplage de proximité.

L'adaptation peut être réalisée en contrôlant la longueur de la ligne d'alimentation.

L'inconvénient principal de cette technique d'alimentation est qu'elle est difficile à fabriquer en raison des deux couches diélectriques qui nécessitent un alignement approprié. En outre, il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne [11].

### ***1.6.5. Alimentation par Guide d'Ondes Coplanaire***

Le guide d'ondes coplanaire est une ligne de transmission efficace largement utilisée qui présente l'avantage de placer la ligne d'alimentation au même niveau que le plan de masse. Il est constitué d'un ruban central métallique placé entre deux plans de masse parallèles entre eux, déposé sur la même face d'un substrat diélectrique.

De part sa géométrie, le mode de propagation est principalement TEM, en partie dans le substrat. Le signal se propage donc entre le conducteur central et les plans de masse équipotentiels [12].

Les avantages de cette structure sont : une efficacité améliorée, meilleure bande passante et meilleure isolation entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnement [11].



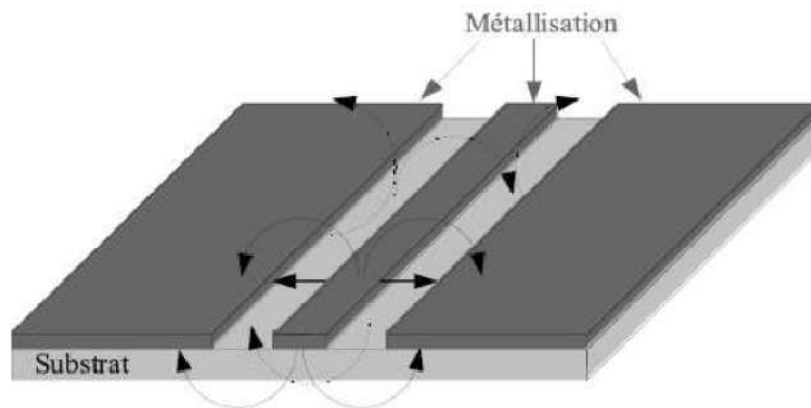


Figure I.10: Guide d'ondes coplanaire (CPW).

### ***1.7. Méthodes d'Analyse***

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes imprimées. La plupart de ces méthodes peuvent être classés dans deux catégories :

- Méthodes approximatives.
- Méthodes rigoureuses (Full-wave).

#### ***1.7.1. Méthodes Approximatives***

Les méthodes approximatives sont basées sur des hypothèses simplificatrices donc elles ont des limitations et elles fournissent des solutions moins précises. Elles sont généralement utilisées pour la modélisation des antennes à élément unique à cause de la difficulté rencontrée dans la modélisation du couplage entre les différents éléments. Cependant, elles offrent un bon aperçu physique avec un temps de calcul généralement très petit.

##### ***1.7.1.1. Modèle de la Ligne de Transmission***

Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple. Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants. Ce modèle prend en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle.

Dans le modèle de la ligne de transmission, l'inconnu à déterminer est la constante de propagation. Les pertes par rayonnement sont incluses dans le coefficient d'atténuation de la

constante de propagation. Cependant, cette technique ne rend pas compte des effets des modes d'ordre supérieur [3].

### I.7.1.2. Modèle en Cavité Simple

Une antenne imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques en  $z = 0$ , plan de masse en  $z = h$ , le conducteur métallique supérieur, et par des murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords de l'antenne. Pour l'excitation, on prend pour modèle un courant électrique  $J$  parallèle à l'axe  $oz$  (Figure I.11) et répartie uniformément [13].

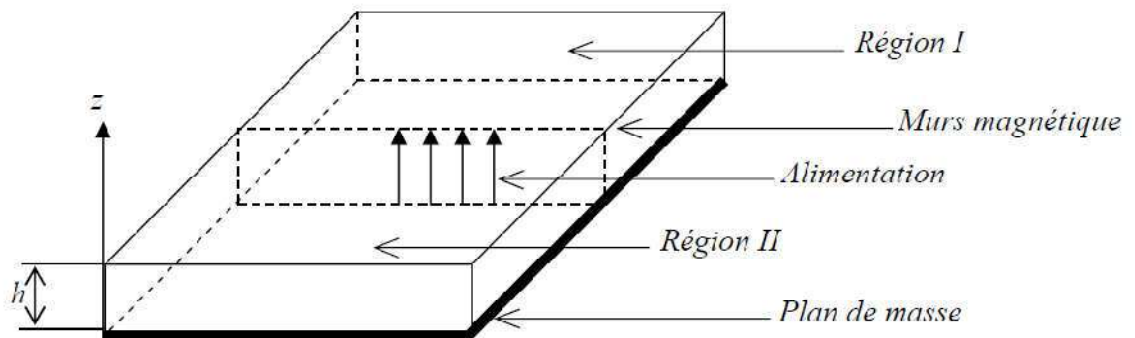


Figure I.11: Modèle de la cavité.

Pour calculer le champ interne à la cavité  $E_z$ , on utilise la méthode dite de raccord de mode. Elle consiste à diviser la cavité en deux régions I et II dépourvues de sources et ensuite à résoudre l'équation de Helmholtz (sans second membre) dans chaque région. Les champs lointains sont donnés par le rayonnement des ouvertures verticales et la puissance totale rayonnée est obtenue en intégrant le champ lointain dans tout le demi-espace supérieur. De plus, une conductance de rayonnement est définie pour chaque mode. Cette conductance dissipe la même puissance que celle rayonnée par la cavité. Enfin, les pertes dans le conducteur et dans le diélectrique sont obtenues en utilisant une méthode de perturbation. On calcule les pertes diélectriques en intégrant le champ électrique (évalué dans le cas sans perte) sur le volume de la cavité [13].

### ***1.7.2. Méthodes Rigoureuses (Full-Wave)***

Les méthodes rigoureuses tiennent compte de tous les mécanismes important de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficaces. Lorsqu'elles sont appliquées convenablement, les méthodes rigoureuses sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et fournissent moins d'aperçu physique. Souvent, elles nécessitent plus de calculs et donc un temps de calculs élevé.

#### ***1.7.2.1. Méthode des Eléments Finis***

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro-ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [14].

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle :  $[J] = [Y] [E]$ . Où  $[J]$  représentent les sources de courant et  $[E]$  les champs électriques inconnus. La matrice  $[Y]$  qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques.

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques.

#### ***1.7.2.2. Méthode des Différences Finies***

Parmi les méthodes de résolution numérique, nous avons la méthode des différences finies qui résout les équations de champs en des points discrets, définis d'une façon ordonnée dans le domaine complet de la structure. Elle résout directement les équations de Maxwell sous leur forme différentielle en remplaçant les opérateurs différentiels par des opérateurs de différence, réalisant ainsi une approximation par discrétisation.

Dans la famille des méthodes de différences finies, on trouve la FDTD (Finité Différence Time Domaine) qui a pour point de départ, la discrétisation directe des équations locales de Maxwell. Cette Méthode est applicable à des structures quelconques sans modification de l'algorithme de base. L'évolution de la puissance de calcul des ordinateurs a entraîné un regain d'intérêt pour ces méthodes de différences finies. Par ailleurs, afin de réduire le volume de calcul, d'autres méthodes hybrides ont été développées. Parmi celles ci, la Méthode de Ligne MoL (Méthode of Line) qui est une combinaison de la méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel avec une méthode analytique [3].

### ***1.7.2.3. Méthode des Moments***

La technique de résolution la plus efficace dans l'analyse des antennes microbandes est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral. La procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance. La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation [15].

Malgré les avantages de cette méthode [3], elle souffre de quelques inconvénients tels que :

- La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice d'impédance.
- Le temps de calcul qui est important.
- L'existence des solutions parasites.

### ***1.7.2.4. Méthode d'Analyse Spectrale***

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique, dans le domaine spectral. Cette méthode permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales dans le domaine spatial. Elle est basée sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous la forme matricielle, le choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur le patch permet de réduire une relation entre les composantes tangentielles des champs électromagnétiques et les courants surfaciques. L'approche de l'équation intégrale dans le domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception de structures imprimées [3].

### I.7.2.5. Méthode d'Intégration Finie

Le principe de la technique d'intégration finie (FIT) repose sur la discrétisation des équations de Maxwell sous leurs formes intégrales [16] :

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \oint_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S} \quad (I.3)$$

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \oint_S \left( \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{J} \right) \cdot d\vec{S} \quad (I.4)$$

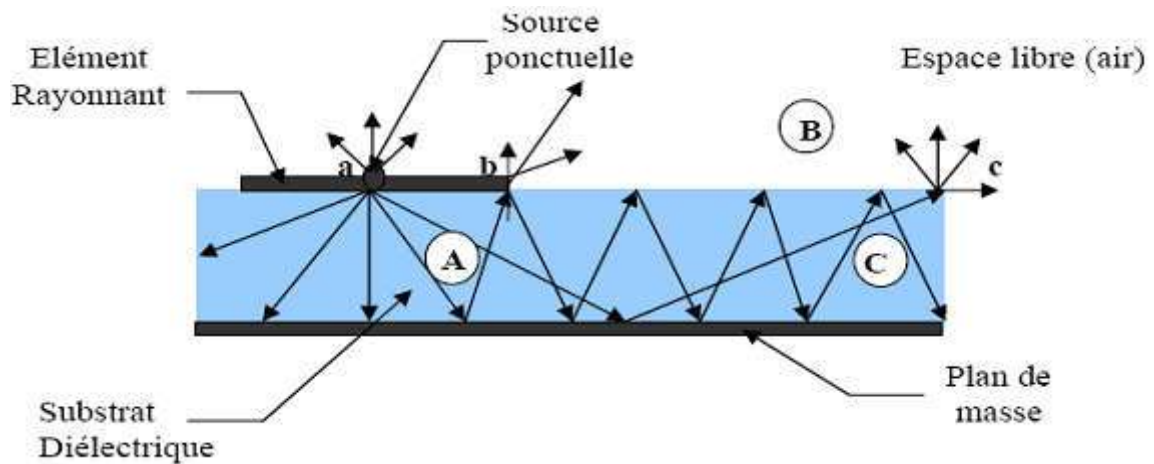
$$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iiint_V \rho \, dV \quad (I.5)$$

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (I.6)$$

Le domaine de calcul doit être discrétisé suivant un maillage cubique pour développer les différentes équations sous formes matricielles pour chacune des phases des cubes. La résolution de ces systèmes matriciels permet de répondre à des problèmes statiques, temporels et aussi fréquentiels par transformée de Fourier. Comme pour la méthode FDTD, le volume de calcul doit être borné, ce qui implique d'utiliser les conditions absorbantes aux frontières pour étudier des systèmes ouverts. La FIT est utilisée par l'outil d'analyse électromagnétique 3D Microwave Studio de CST qui présente de nombreuses optimisations de calcul et une interface graphique conviviale [16].

### I.8. Mécanismes de Rayonnement de l'Antenne Patch Rectangulaire

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire s'effectue à partir de sa forme géométrique. Une fois, la ligne d'alimentation excitée par une source RF, une onde électromagnétique se propage sur cette ligne, puis attaque l'élément rayonnant.



**Figure I.12 :** Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

L'élément rayonnant est une multitude de sources ponctuelles similaires à celle qui se trouve au point «a». Ces sources isotropes vont rayonnées dans toutes les directions. Une partie de celui-ci est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite.

Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (point «b») qui les diffracte et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse [17]. On peut donc envisager trois régions :

**Région A :** C'est la plus dense en rayons. Dans cette région le champ électromagnétique s'accumule plus fortement. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes micro-rubans. Lorsque les fréquences sont basses; le champ électromagnétique est concentré dans cette zone. Donc il y a propagation sans rayonnement.

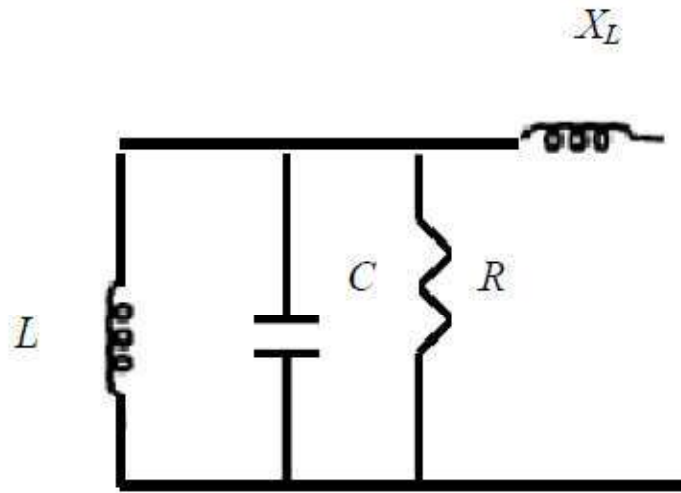
**Région B :** Région de l'espace libre au-dessus du substrat dans laquelle il y a dispersion libre du champ. La contribution des sources ponctuelles est faible. La partie la plus grande du rayonnement provient des rayons à l'extrémité du conducteur supérieur (point « b »), le reste du champ demeure à l'intérieur du substrat et sera considéré comme perte dans le diélectrique. Nous obtenant ainsi une antenne dont le rendement en rayonnement est très limité.

**Région C :** Certains rayons atteignent les surfaces de séparation (air-diélectrique) avec une incidence rasante et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il peut arriver que certains de ces rayons soit diffracté en atteignant le bord (point «c») du substrat, engendrant ainsi, un rayonnement parasite. Cette dernière est à l'origine du couplage inter éléments, lorsque les

antennes imprimées sont mise en réseau. Au de la d'une certaine fréquence, ce phénomène affecte considérablement le rayonnement de l'antenne.

### I.9. Modélisation d'une Antenne Patch Rectangulaire

Dans cette modélisation, une antenne plaquée rectangulaire est considérée comme une section résonante faisant partie d'une ligne de transmission. Le patch rectangulaire sera assimilé à un circuit choisi *RLC* parallèle (Figure I.13).



**Figure I.13** : Circuit équivalent d'une antenne patch rectangulaire alimenté par une sonde coaxiale.

- La distribution uniforme du courant sur la section du conducteur et l'équivalent de la résistance  $R$  présentée dans le circuit. Pour un courant continu fixe, la résistance est en fonction de la largeur du ruban.
- La capacité est placée entre deux électrodes séparées par un isolant (le plan de masse, le patch et le substrat) [18].
- L'inductance  $X_L$  s'appelle inductance d'alimentation, il s'agit de l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique concernant les modes supérieurs.

### I.10. Avantages et Limitations des Antennes Patches

Les antennes patches présentent de nombreux avantages et leurs utilisations couvrent une large domaine de fréquence allons de 100 MHz jusqu'à 100 GHz. Certains avantages sont les suivants :

- faible poids,
- encombrement réduit,
- faible coût de fabrication, production en masse possible,
- antennes multi bandes, multi polarisation possibles,
- 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, ces antennes ont aussi des inconvénients et des limitations d'utilisations Suivantes :

- bande passante étroite,
- un gain moyen,
- un rayonnement limité à un demi-plan d'espace,
- supportent uniquement des faibles puissances,
- pertes de rayonnement par onde de surfaces,

Ce dernier augmente considérablement avec l'augmentation de la fréquence utilisée, ce qui les rendent non compatibles avec la bande millimétrique (ex. 60 GHz) malgré plusieurs efforts pour remédier à ce problème. Les études qui ont été réalisées pour améliorer ses inconvénients ont menées à améliorer jusqu'à 70% en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30% en mettant en réseau plusieurs antennes [1].

### ***1.11. Les Applications des Antennes Microbandes***

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimées, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences [19]. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications. Parmi ces applications on cite :

- Les télécommunications par satellites;
- La commande et contrôle;
- La télémessure par missile;
- Les équipements portatifs;
- Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes;
- Les antennes d'émission utilisées en médecine;



- Les récepteurs satellite de navigation;

### ***I.12. Amélioration des Antennes Patches***

Les antennes micro-ruban sont aujourd'hui très utilisées en raison de leur faible poids et de leur encombrement réduit. Cependant, elles possèdent une bande passante étroite typiquement de quelques pourcents et un gain modéré. Beaucoup de recherches ont été faites pour améliorer les performances de l'antenne patch.

La recherche sur les antennes patches a progressée rapidement grâce aux nouveaux matériaux comme les structures EBG (Electromagnetic Band Gap) qui tiennent leur place au domaine des antennes imprimées.

Ces matériaux sont devenus attrayants dans la communauté de l'antenne et sont considérés comme une technologie clé pour améliorer les performances de l'antenne patch. L'utilisation des méta-matériaux, tels qu'un conducteur magnétique artificiel (AMC), remplaçant le conducteur électrique parfait (plan de masse) dans la plupart des structures d'antennes.

### ***I.13. Conclusion***

Dans ce chapitre nous avons présentés les antennes micro-ruban, leurs caractéristiques et leurs mécanismes de rayonnement. Nous avons montrés également différentes techniques d'alimentation, ainsi que quelques méthodes d'analyses les plus utilisées à des structures microbandes de forme quelconque. Aucune de ces méthodes numériques citées n'est parfaite. Elles présentent toutes des avantages et des inconvénients. Récemment l'utilisation des structures EBG comme AMC, améliore significativement les performances des antennes patches.

# *Chapitre II*

*Conducteur Magnétique Artificiel*

*AMC*

**II.1. Introduction**

Ces dernières années, différents types d'antennes ont été utilisés dans les services de communications sans fil. Les antennes planaires (antennes patches) sont très populaires excèdent à un faible coût, un faible profil et une simple production de masse. D'autre part, les antennes patches présentent une bande passante étroite et un faible gain. De plus, les ondes de surface peuvent être excitées dans le substrat, ce qui diminue l'efficacité de l'antenne.

La propagation des ondes de surface peut être supprimée en utilisant des structures périodiques appelées bande interdite électromagnétique BIE (EBG). Pour certaines structures la bande interdites électromagnétiques le plus souvent distincte de la bande d'un conducteur magnétique artificiel AMC (Artificial Magnetic Conductor).

Dans ce chapitre une démonstration sur un conducteur magnétique artificiel (AMC) a présenté, est une nouvelle technologie que relies à la terre des antennes patches afin d'améliorer les performances des antennes microbandes. On commence tout d'abord par les structures artificielles et les développements de la cellule AMC, par la suite, leur définition et leur conception ont été décrites. On clôture le chapitre par un bref aperçu des propriétés de la surface AMC et un exemple d'une cellule AMC.

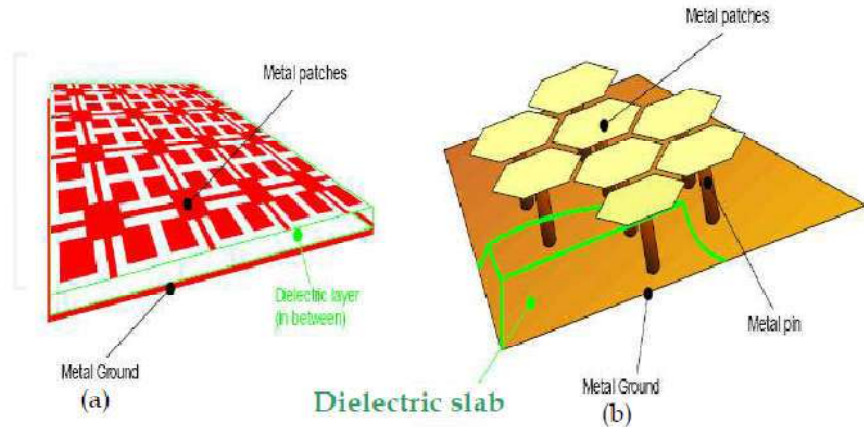
**II.2. Définition de la Bande Interdite Electromagnétique BIE (ou EBG)**

Les structures périodiques sont abondantes dans la nature, qui ont fascinées les artistes et les scientifiques. Lorsqu'ils interagissent avec des ondes électromagnétiques, des phénomènes passionnants apparaissent et des caractéristiques étonnantes se produisent. En particulier, des caractéristiques telles que des bandes d'arrêt de fréquence, des bandes passantes et des intervalles de bande pourraient être identifiées.

Les structures électromagnétiques sont définies comme des objets périodiques artificiels (ou parfois non périodiques) qui empêchent ou aident la propagation d'ondes électromagnétiques dans une bande de fréquence spécifiée pour tous les angles d'incidence et tous les états de polarisation.

Les structures de bande interdite électromagnétique (EBG) sont des structures périodiques qui peuvent interdire la propagation d'ondes électromagnétiques dans une certaine bande de fréquence. Ils peuvent être noyés dans le substrat diélectrique ou gravés sur les couches métalliques. Les structures EBG sont toujours utilisées pour aider à supprimer les

ondes de surface pour obtenir une bonne bande passante ou une bande d'arrêt. Il y a deux types de structure EBG à discuter. Tout d'abord est un diélectrique perforé et le second sont les structures Métallo-diélectrique [5].



**Figure II.1:** Exemples des structures BIE de type métallo-diélectrique.

### II.3. Structures Artificielles

Un des nombreux intérêts de ces structures artificielles est de pouvoir reproduire le caractère conducteur magnétique parfait (CMP) et ainsi remplacer le conducteur électrique parfait (CEP) utilisé comme réflecteur d'antenne.

#### II.3.1. Conducteur Electrique Parfait

L'utilisation d'un CEP comme plan de masse est traditionnellement employé dans la conception d'antennes. Situé sous l'élément rayonnant, le réflecteur métallique permet de rediriger le rayonnement arrière dans la direction normale au plan de l'antenne permettant d'améliorer le gain et d'isoler les dispositifs électroniques environnant. Cependant celui-ci montre certains inconvénients. Dans le cadre d'applications faible encombrement, l'antenne est parallèle et plaquée au plan de masse entraînant une désadaptation de celle-ci et une détérioration du rayonnement. Ceci est dû au fait que la distribution de courant de l'antenne est annulée par le courant image issu du CEP : le courant original est parallèle et en opposition de phase ( $\varphi = \pi$ ) avec le courant image. Il est donc nécessaire d'éloigner l'antenne de son réflecteur métallique afin de remettre les ondes en phase [20].

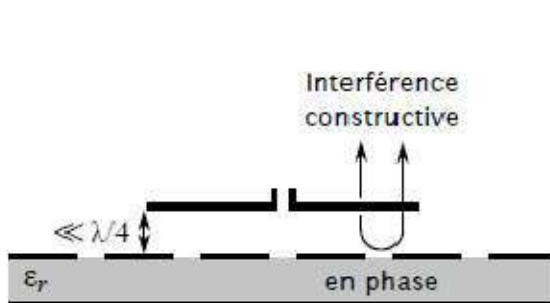
Le coefficient de réflexion en champ électrique  $\Gamma$  pour un conducteur CEP est donc égale à  $-1$ .

### II.3.2. Conducteur Magnétique Parfait

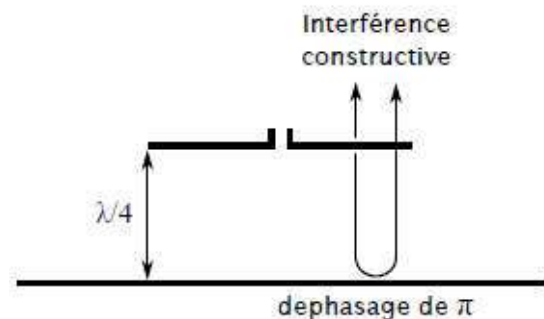
En contraste avec le CEP, l'utilisation d'un CMP comme plan de masse permet de résoudre les différents inconvénients. La synthèse du CMP est réalisable en modifiant la structure macroscopique d'un matériau : les inclusions métalliques périodiques, généralement modélisées par des motifs imprimés sur le plan de masse, sont composées de deux conducteurs [20].

Le CMP génère un courant image en phase avec le courant réel lorsqu'une antenne horizontale est placée au-dessus de ce CMP [21]. Ce courant image va donc renforcer l'effet du courant dans l'antenne et par conséquent le rendement de l'antenne. Comme la composante tangentielle du champ magnétique est nulle, l'impédance de surface d'un CMP est très grande devant l'impédance d'onde du vide et le coefficient de réflexion est égal :  $+1$ .

On considère qu'avec un déphasage compris entre  $\pi/2$  et  $-\pi/2$  une onde réfléchie ne cause pas suffisamment d'interférences destructives avec une onde directe. Ce méta-matériau peut être assimilé à une AMC car il se comporte comme un CMP. En conséquence une antenne peut être placée très proche d'une cellule AMC, comme illustré dans la figure II.2, contrairement au cas de l'utilisation d'un plan métallique (figure II.3) [22].



**Figure II.2:** Conducteur magnétique parfait.



**Figure II.3:** Conducteur électrique parfait.

Cependant, de telles surfaces conductrices magnétiques n'existent pas dans la nature mais de récents travaux ont montré qu'il est possible de réaliser ce comportement conducteur magnétique parfait, au moins dans une bande de fréquence restreinte. Ces matériaux portent le nom de conducteur magnétique artificiel (AMC) et comme leurs impédance de surface est très haute. Ils portent enfin le nom de méta-matériaux car ils possèdent des propriétés originales, inexistantes dans la nature [21].

**II.4. Conducteur Magnétique Artificiel (AMC)****II.4.1. Théorie et Pratiques Actuelles**

Zhang et al [23], a introduit une approche simple pour résoudre la structure AMC leur approche est basée sur un modèle de circuit équivalent simple pour les antennes patches périodiques. Ce circuit se compose de charges résistives capacitives reliées par des sections de ligne de transmission. Ces charges résistives capacitives correspondent aux effets de capacitance entre les patches et la résistance est due aux effets de rayonnement des bords de ces patches. Cependant, le principal inconvénient de leur modèle est qu'il ne peut être utilisé que pour une incidence normale.

Clavijo et al [24], a introduit une autre approche pour simuler la surface AMC de type champignon. Leur modèle est basé sur l'approximation des patches comme une charge capacitive shunt le long de sections de ligne de transmission multicouches.

D. Qu, L. Shafai et A. Foroozesh [25], ont déclaré que des études paramétriques ont été menées afin de maximiser leur bande passante, l'impédance et leurs gains. On constate que des largeurs de bande très larges, d'environ 25%, peuvent être obtenues par variation de l'antenne d'origine et du paramètre EBG. Leurs gains sont également augmentés.

**II.4.2. Définition d'une Surface AMC**

Les conducteurs magnétiques artificiels (AMC), également connus sous le nom de surfaces à haute impédance, ont reçu une attention considérable ces dernières années. Une surface AMC est un type de bande interdite électromagnétique (EBG) ou artificiel avec une surface de conducteur magnétique pour une bande de fréquence spécifiée. Les structures AMC sont typiquement réalisées sur la base de substrats diélectriques périodiques et de divers motifs de métallisation, et plusieurs types de plans de masse AMC ont déjà été étudiés de manière approfondie [6].

La structure AMC est en fait une simple cellule unitaire répétée plusieurs fois pour former une surface. Chaque cellule unitaire comprend trois parties : la couche inférieure de plan de masse métallique, le chapeau métallique sur le dessus et une voie conductrice entre les deux, comme le montre la figure II.4. Les dimensions du chapeau sont soigneusement déterminées de telle sorte qu'il existe un espace spécifique [26].

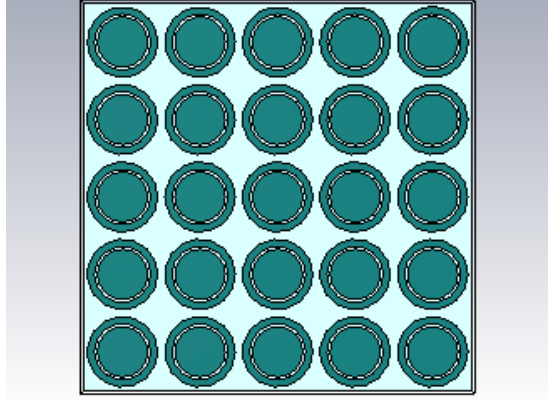


Figure II.4: Géométrie d'une cellule AMC.

### II.4.3. Concept de la Cellule AMC

Une cellule AMC est la réalisation pratique d'un CMP dans une bande de fréquence donnée. Il traduit le comportement de la structure vis-à-vis d'une onde incidente. Une cellule AMC est caractérisée par la phase de son coefficient de réflexion qui représente la différence des phases des champs électriques réfléchi et incident à la surface du réflecteur AMC [21]. Elle est donnée par :

$$\Delta\Gamma = \text{Im} \left[ \text{Ln} \left( \frac{z_s - \eta}{z_s + \eta} \right) \right] \quad (\text{II.1})$$

Où  $\eta = 120\pi\Omega \approx 377\Omega$  est l'impédance caractéristique du vide en champ lointain.

$Z_s$  est l'impédance de surface du réflecteur.

La figure II.5 montre la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence lorsque le réflecteur AMC est illuminé par une onde que l'on suppose plane et d'incidence normale.

La fréquence  $f_0$  correspondant à la phase du coefficient de réflexion nulle, est appelée fréquence de résonance. Le critère assurant des interférences constructives généralement admis pour définir ce qu'on appelle la bande interdite de l'AMC est :

$$\frac{-\pi}{2} \leq \Delta\Gamma \leq \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.2})$$

En dehors de cette bande de fréquences le réflecteur se comporte comme un réflecteur CEP.

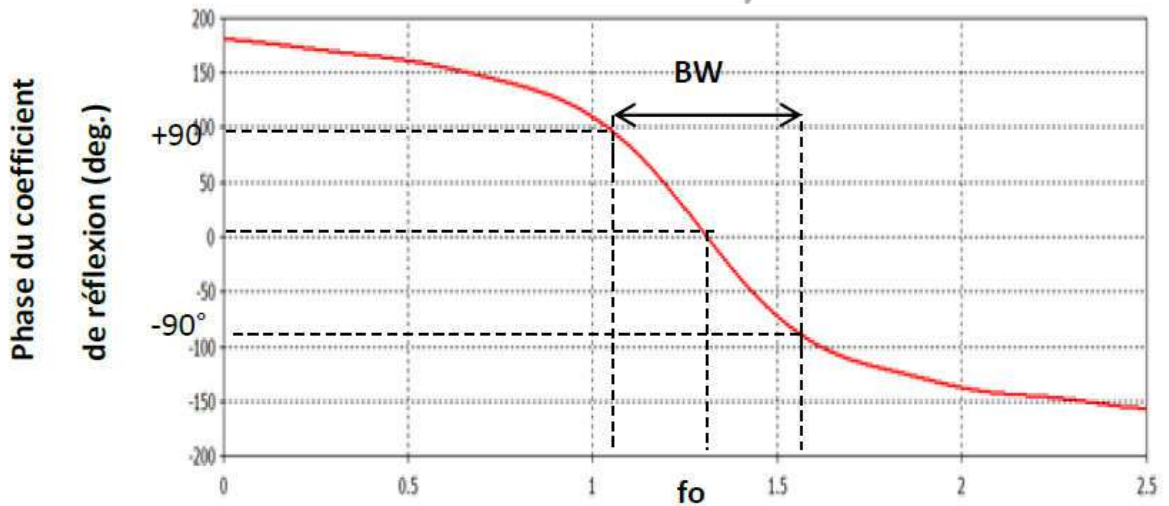


Figure II.5 : La phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une cellule AMC.

II.4.4. Cellule d'Unité d'un Conducteur Magnétique Artificiel Proposé

Le conducteur magnétique artificiel carré (AMC), illustré dans la figure II.6, analysé à l'aide du modèle dynamique. Ce modèle est basé sur le calcul de l'impédance de surface d'entrée équivalente  $Z_s$ . Il est défini comme la connexion parallèle de l'impédance de la grille d'un réseau des patches  $Z_g$ , et l'impédance de surface d'une dalle diélectrique supportée par un conducteur est  $Z_d$ . Le modèle dynamique est plus précis que le modèle de circuit simple car il prend en compte les interactions de champ entre toutes les cellules dans l'AMC. Les formules finales seront présentées ici.

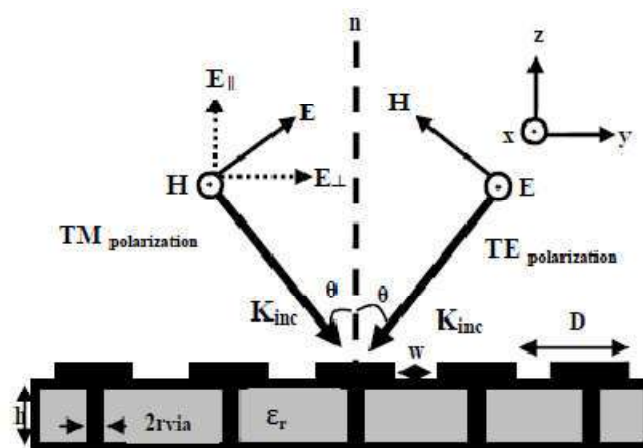


Figure II.6: Géométrie d'une structure AMC de forme carrée avec les vias.



**A) Polarisation TE**

Lorsqu'une onde plane est polarisée en mode TE frappe l'AMC est représenté dans la figure II.6, l'impédance de la dalle diélectrique  $z_d^{TE}$  est donnée par :

$$z_d^{TE} = j \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(k_{zd} h) \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\sin^2 \theta}{\epsilon_r}}} \quad (\text{II.3})$$

$$k_{zd} = k \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{1 - \frac{\sin^2 \theta}{\epsilon_r}} \quad (\text{II.4})$$

Où  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du milieu,  $h$  est l'épaisseur du substrat,  $\theta$  est l'angle d'incidence,  $\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$  est l'impédance d'onde d'espace libre (du vide),  $k$  est le nombre d'onde de l'espace libre [27], et  $k_{zd}$  est le composant verticale du nombre d'onde réfracté. L'impédance de grille  $Z_g^{TE}$  est donnée par :

$$Z_g^{TE} = -j \frac{\eta}{2} \frac{1}{\alpha (\epsilon_r + 1)} \frac{2}{(1 - \frac{k^2 \sin^2 \theta}{k_{eff}^2})} \quad (\text{II.5})$$

Où  $k_{eff} = k \sqrt{\epsilon_{eff}}$  est le nombre d'onde effectif et  $\epsilon_{eff}$  est la permittivité effective du milieu.

$$\alpha = \frac{kD}{\pi} \ln \left[ \frac{1}{\sin \frac{\pi w}{2D}} \right] \quad (\text{II.6})$$

Où  $\alpha$  est défini comme le paramètre de grille,  $D$  est la période AMC, et  $w$  est la largeur de fente entre les patches.

**B) Polarisation TM**

Pour le cas de l'onde plane est polarisée en mode TM, l'impédance de la dalle diélectrique  $Z_d^{TM}$  est donné par :

$$z_d^{TM} = j \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(k_{zd} h) \sqrt{1 - \frac{\sin^2 \theta}{\epsilon_r}} \quad (\text{II.7})$$

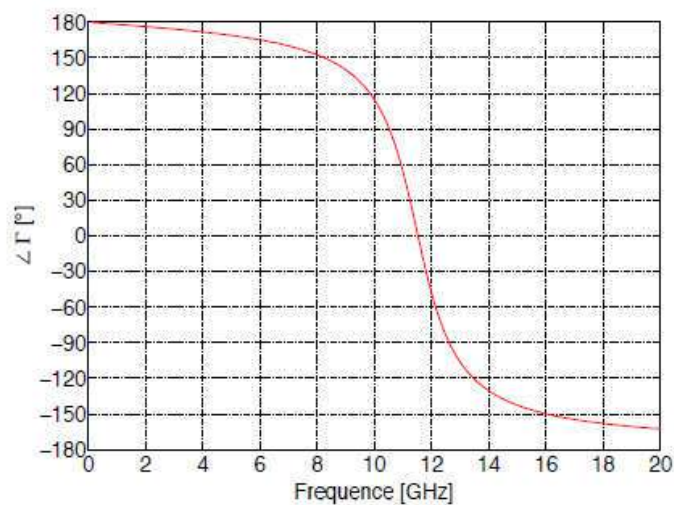
Et l'impédance de grille  $Z_g^{TM}$  est donnée par :

$$Z_g^{TM} = -j \frac{\eta}{2\alpha} \frac{2}{(\epsilon_r + 1)} \quad (\text{II.8})$$

#### II.4.5. Propriétés des Surfaces AMC

Les surfaces AMC ont deux propriétés importantes et intéressantes ne se produisant pas dans la nature et elles ont conduit à une large gamme d'applications de circuit micro-ondes. Premièrement, les surfaces AMC ont une bande de fréquence interdite sur laquelle la surface des ondes et des courants ne peuvent pas se propager, ce qui les rend utiles comme des plans de masse et des filtres de type plan ou guide d'ondes. Par exemple, les plans de masse d'antenne qui utilisent des surfaces AMC ont de bons diagrammes de rayonnement sans ondulations indésirables basés sur la suppression de la propagation d'ondes de surface dans la bande de fréquences de bande interdite [6].

Deuxièmement, les surfaces AMC ont une impédance de surface très élevée dans une plage de fréquences limitée spécifique, où le champ magnétique tangentiel est petit, même avec un grand champ électrique sur le long de la surface. Par conséquent, une surface AMC peut avoir un coefficient de réflexion de +1 (réflexion en phase). Généralement, la phase de réflexion est définie comme la phase du champ électrique réfléchi qui est normalisée à la phase du champ électrique incident à la surface réfléchissante. Il peut être appelé réflexion en phase (ou hors phase), si la phase de réflexion est  $0^\circ$  (ou non). En pratique, la phase de réflexion d'une surface AMC varie continuellement de  $+180^\circ$  à  $-180^\circ$  par rapport à la fréquence, et croise zéro à juste une fréquence de résonance (Figure II.7).

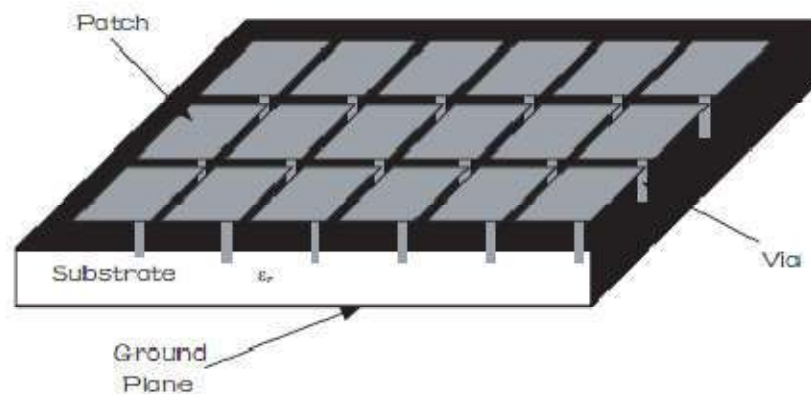


**Figure II.7 :** Exemple de variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une cellule AMC.

La bande passante utile d'un AMC est généralement définie comme  $+90^\circ$  à  $-90^\circ$  de chaque côté de la fréquence centrale. Ainsi, en raison de cette condition limite inhabituelle, contrairement au cas d'un plan métallique classique, une surface AMC peut fonctionner comme un nouveau type de plan de masse pour des antennes patches de faible profil qui est souhaitable dans de nombreux systèmes de communication sans fil.

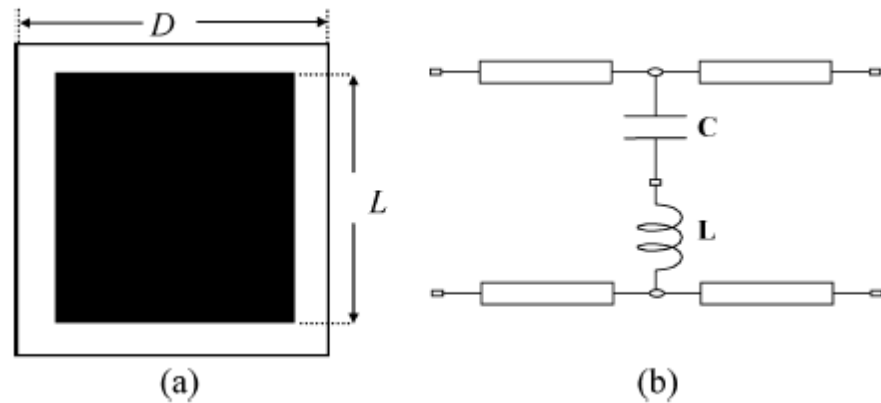
#### II.4.6. Cellule AMC Mono-Bande

L'étude d'une surface AMC mono-bande à base d'éléments conducteurs servira à comprendre les bases de fonctionnement d'une AMC, en utilisant son modèle équivalent LC. Cela permettra surtout d'évaluer les performances et la taille des cellules pour notre application. Cette cellule est issue des travaux de Sievenpiper [4]. Nous avons au préalable retiré les vias métalliques, ce qui ne change en rien la phase du coefficient de réflexion. Des études paramétriques sont faites sur les dimensions de la cellule.



**Figure II.8:** la structure AMC de seivenpiper [4].

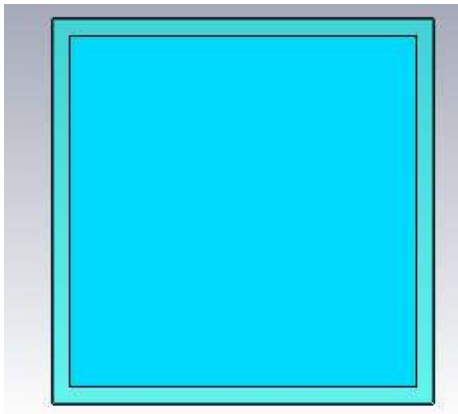
Selon Sievenpiper [4], une cellule AMC à base de patches carrés se modélise analytiquement par un circuit LC. Ce circuit est caractérisé par une impédance de surface  $Z_s$ , dont les valeurs dépendent de la géométrie de la cellule. La capacité étant la capacité entre les patches carrés, et l'inductance créée par la hauteur du substrat. Cette modélisation donne des résultats corrects pour des tailles de cellule dont la longueur d'onde est très inférieure à la période de la cellule. Dans notre cas, les tailles de cellule avoisinent  $\lambda/2$ . Les études paramétriques montrent le même fonctionnement qu'une cellule LC [28].



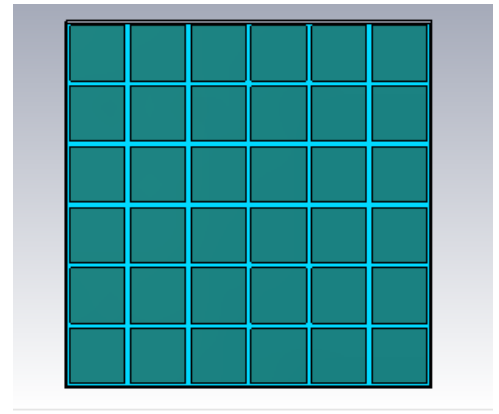
**Figure II.9:** (a) cellule unitaire AMC, (b) circuit LC équivalent de la cellule AMC.

### II.5. Exemple d'une Cellule AMC Rectangulaire

Une cellule AMC a une forme simple carrée est conçue et réalisée sur un substrat Roger RO3003 ( $\epsilon_r = 3$  et  $\tan \delta = 0.0010$ ) d'une épaisseur  $h$  de 1.52 mm. La cellule élémentaire est présentée dans figure II.10. Elle a des dimensions  $30 \times 30 \text{ mm}^2$  et un gap  $g$ , entre l'extrémité du substrat et l'extrémité de l'élément conducteur, de 1.5 mm. Une surface AMC composée de  $6 \times 6$  cellules unitaires a été réalisée. Ses dimensions totales sont de  $198 \times 198 \times 1.52 \text{ mm}^3$ .

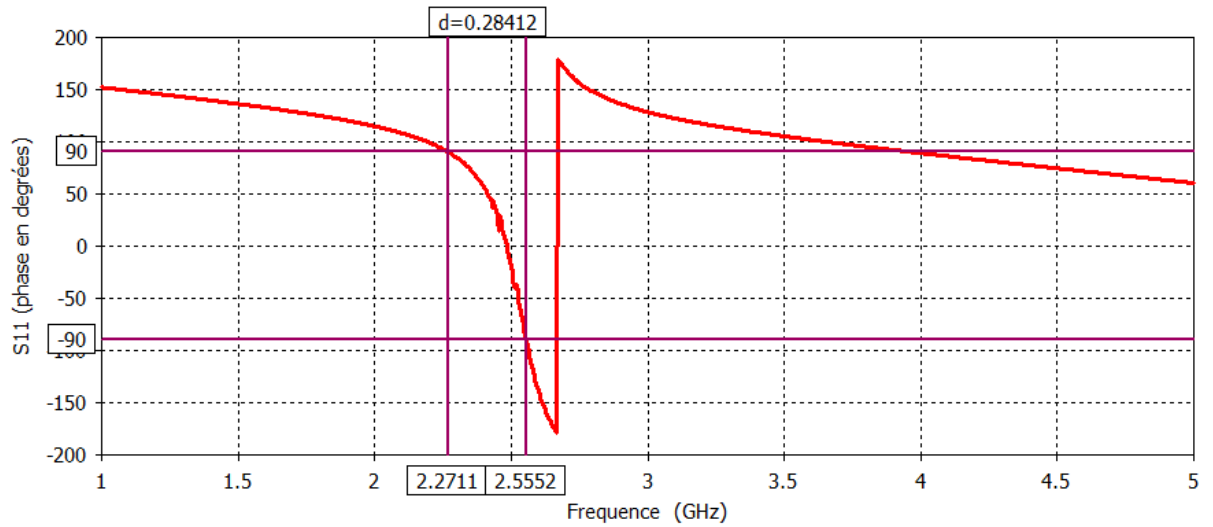


**Figure II.10 :** Cellule AMC unitaire



**Figure II.11 :** Structure AMC composée de  $6 \times 6$  cellules unitaires.

Cependant nous pouvons observer sur la figure II.12 la phase du coefficient de réflexion qui est montrée la bande passante de cette cellule avec la fréquence de résonance centrale qui est  $f_0 = 2.42 \text{ GHz}$ .



**Figure II.12** : La phase du coefficient de réflexion de la surface AMC.

## II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré les Conducteurs Magnétiques Artificiels (AMC). Dans un premier temps nous avons présenté des structures artificielles conducteur électrique parfait et conducteur magnétique parfait sont la base de l'apparition de la cellule AMC, ce qui nous a permis de comprendre comment fonctionne les cellules AMC. Puis nous avons étudié et comparé les différentes propriétés de surface et la bande passante qui est définie par la phase du coefficient de réflexion entre  $+90^\circ$  et  $-90^\circ$ . En terminons le chapitre par un exemple d'une cellule simple.

# *Chapitre III*

*Résultats de Simulations*

**III.1. Introduction**

Les antennes micro-rubans, ou les microbandes, sont aujourd'hui très utilisées dans le domaine microondes en raison de leur faible poids et de leur encombrement réduit. Cependant, elles possèdent une bande passante étroite typiquement de quelques pourcents [29]. Depuis quelques années déjà, il a montré que l'utilisation d'un conducteur magnétique artificiel (AMC) remplaçant le conducteur électrique parfait (plan de masse) permettait d'améliorer les performances d'une antenne patch.

Dans ce chapitre on s'intéresse à la description et l'interprétation des résultats de simulation simulés par le simulateur CSTMWS (Computer Simulation Technology Microwave Studio). Notre étude se focalise sur une comparaison entre une antenne seule sans réflecteur AMC et une antenne avec réflecteur AMC.

**III.2. Qu'est-ce que CST MICROWAVE STUDIO**

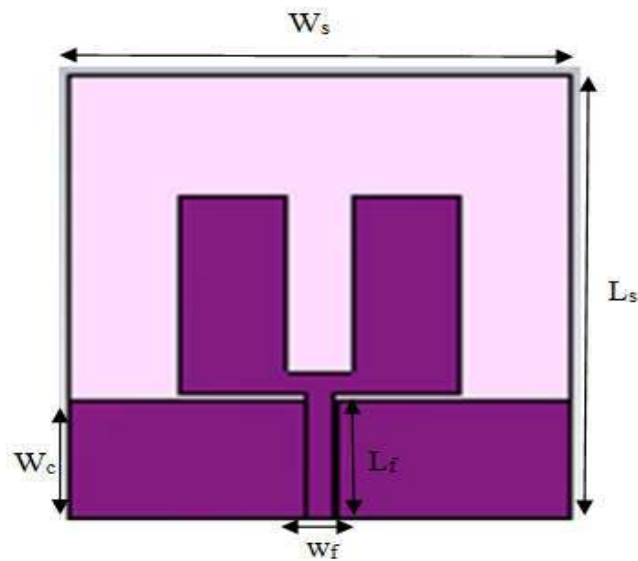
CST MICROWAVE STUDIO est un logiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme haute fréquence. Il simplifie l'insertion des structures en fournissant un solide en 3D pour modéliser à la fin chaque élément (Annexe).

D'autre part, il est un simulateur électromagnétique basé sur la technique des intégrations finis (FIT). Cette méthode numérique fournit un arrangement spatial de discrétisation, applicable à des divers problèmes électromagnétiques, s'étendant du calcul des champs statiques aux applications haute fréquence dans le domaine temporel ou fréquentiel. À la différence de la plupart des méthodes numériques, La méthode FIT discrétise spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Afin de résoudre ces équations numériquement, un domaine fini, de calcul est défini. L'espace est donc divisé en cellules élémentaires. Le maillage généré est donc volumique et chaque cellule du maillage est cubique. L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles par des différentielles. Cet outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageux en termes de temps de calcul [30].

### III.3. Antenne Dipôle Coplanaire

#### III.3.1. Désign de l'Antenne

Une antenne patch sous forme d'un dipôle a été proposée. Cet élément est alimenté par une ligne microruban coplanaire d'impédance caractéristique  $50\Omega$  de largeur  $W_f$  et de longueur  $L_f$ , un plan de masse situé sur le même plan qui contient le patch, pour cet raison elle s'appelle ligne coplanaire.



**Figure III.1 :** L'antenne dipôle alimentée par une ligne coplanaire.

Les paramètres géométriques de notre antenne dans la figure III.1, leurs valeurs optimisés sont représentés dans le tableau suivant :

**Tableau III.1:** Les dimensions de l'antenne proposée.

Paramètres	Dimension (mm)
$W_s$	34
$l_s$	34
$w_f$	1.83
$l_f$	9.5725
$w_c$	9.0725



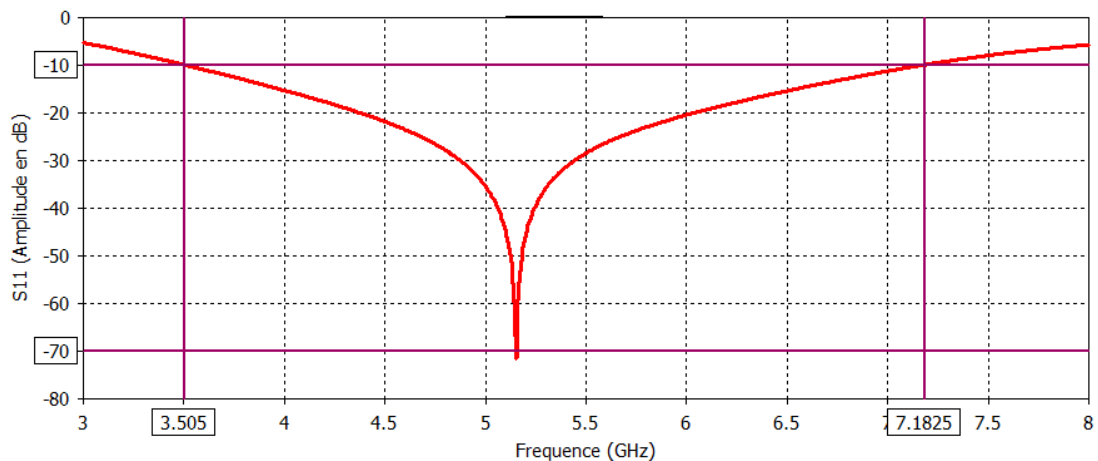
Le substrat utilisé pour l'antenne proposée est un Rogers RO4232 de permittivité relative  $\epsilon_r = 3.2$ , d'une tangente de perte  $\tan\delta = 0.0018$  et d'une épaisseur  $h = 0.762$  mm.

### III.3.2. Résultats de Simulations

Nous avons représenté pour cette antenne le coefficient de réflexion, qui va permettre de visualiser le niveau d'adaptation et à partir de lui on peut calculer la bande passante de l'antenne.

Le coefficient de réflexion est un paramètre essentiel pour décrire la propriété de réflexion d'un tel système. Il est défini comme le rapport entre le champ électrique réfléchi et le champ électrique incident sur la surface réfléchissante [31].

La figure III.2 présente le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne dipôle. Comme indiqué dans la figure, l'antenne ayant une bande de fréquence allant de 3.5 à 7.18 GHz environ.



**Figure III.2 :** Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne dipôle.

La fréquence centrale de résonance de cette antenne est calculé par :

$$f_0 = \frac{f_h + f_b}{2} \quad (\text{III.1})$$

Donc  $f_0 = 5.34$  GHz.

La bande passante de l'antenne se calcul par la relation suivante :

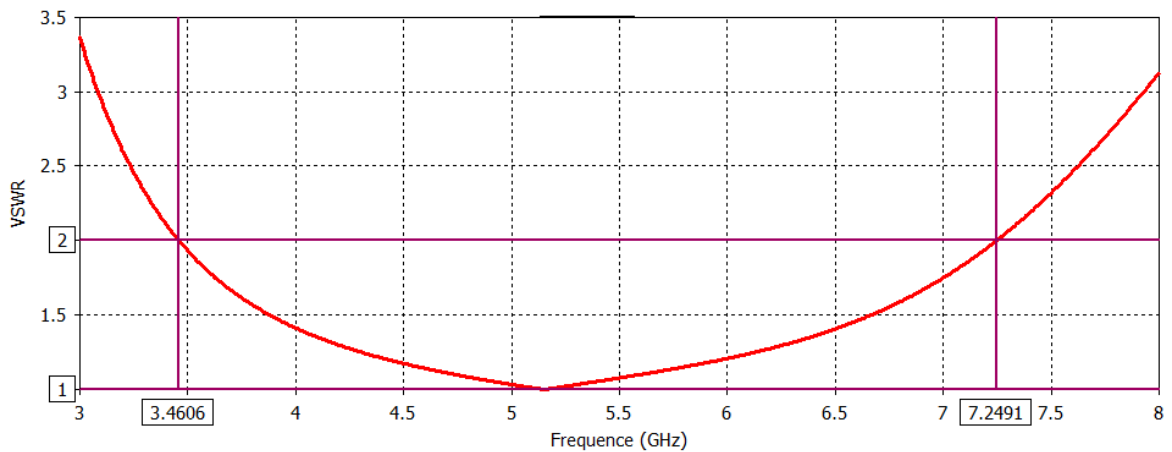
$$\Delta f = f_h - f_b \quad (\text{III.2})$$

Alors  $\Delta f = 3.6775$  GHz.

$$FBW\% = \frac{\Delta f}{f_0} \times 100 \quad (\text{III.3})$$

Alors pour notre cas  $FBW\% = 68.73\%$

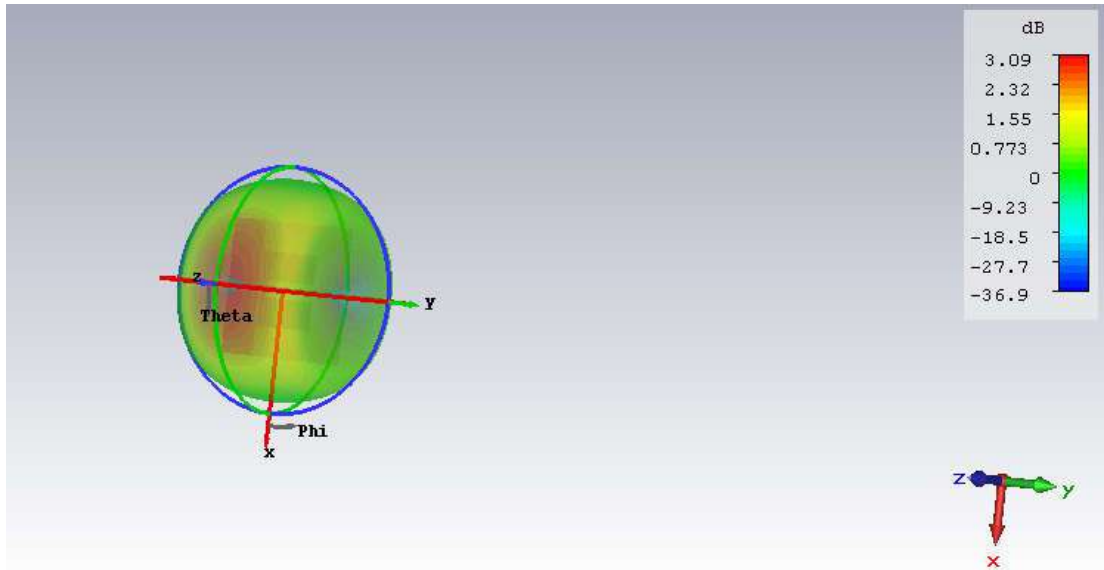
Le VSWR présenté sur la figure III.3, montre que l'antenne dipôle coplanaire est plus adapté dans la bande de 3.45 à 7.25 GHz, puisque le VSWR est inférieur à 2 sur cette bande.



**Figure III.3 :** Le VSWR de l'antenne dipôle coplanaire sans AMC.

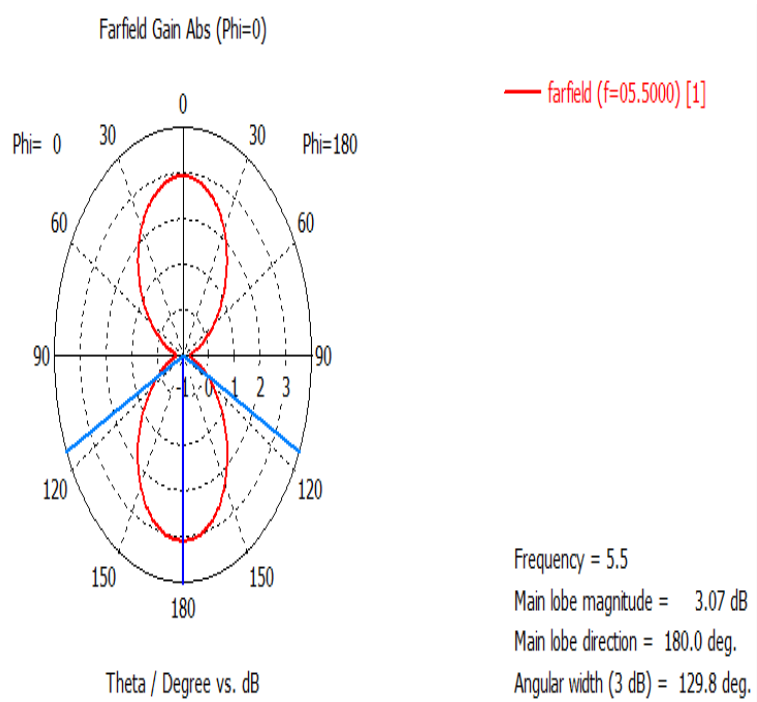
Plusieurs simulateurs électromagnétiques considèrent le substrat infini dans leurs calculs, ce qui annulent les rayonnements parasites des ondes de surfaces. Contrairement au CST, nous utilisons pour définir le substrat, un cube bien limité, rempli par un diélectrique d'une permittivité relative  $\epsilon_r$ .

Le diagramme de rayonnement en 3D est représenté dans la figure III.4, il est simulé à la fréquence 5.5 GHz, dans cette fréquence une valeur maximale du gain est de 3.09 dB.

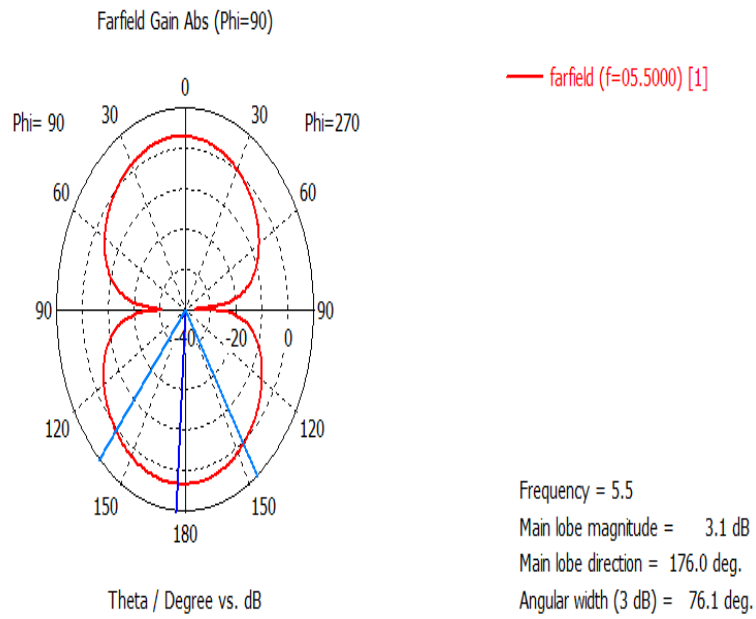


**Figure III.4 :** Le diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 5.5 GHz.

Dans la figure III.5, le diagramme de rayonnement polaire à la fréquence 5.5 GHz, pour  $\phi = 90^\circ$  dans ce cas, le lobe principale à la direction  $\theta = 176^\circ$  et pour  $\phi = 0^\circ$  le lobe principale à la direction  $\theta = 180^\circ$ .



(a)



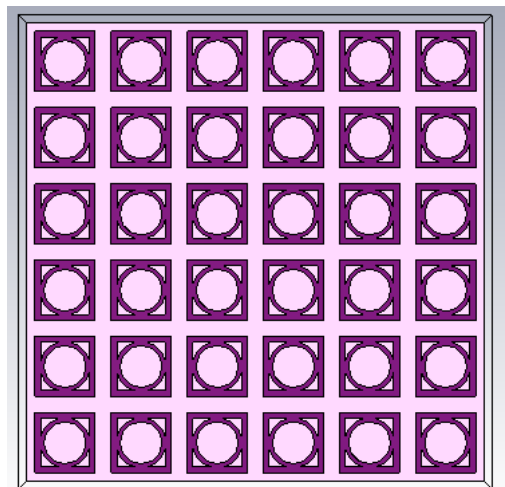
(b)

**Figure III.5 :** Diagramme de rayonnement polaire à  $f = 5.5$  GHz, (a)  $\phi = 0^\circ$ ,  
 (b)  $\phi = 90^\circ$ .

### III.4. Désign de la Cellule AMC

#### III.4.1. Conception de AMC

Nous avons présenté une cellule AMC composée de motifs carrés métalliques périodiques constitués un cercle dans le milieu de chaque carré. Le substrat utilisé est le FR-4 lossy ( $h = 3\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 4.3$  et  $\tan\delta = 0.025$ ).



**Figure III.6 :** La cellule AMC composée de 6 X 6 cellules élémentaires.

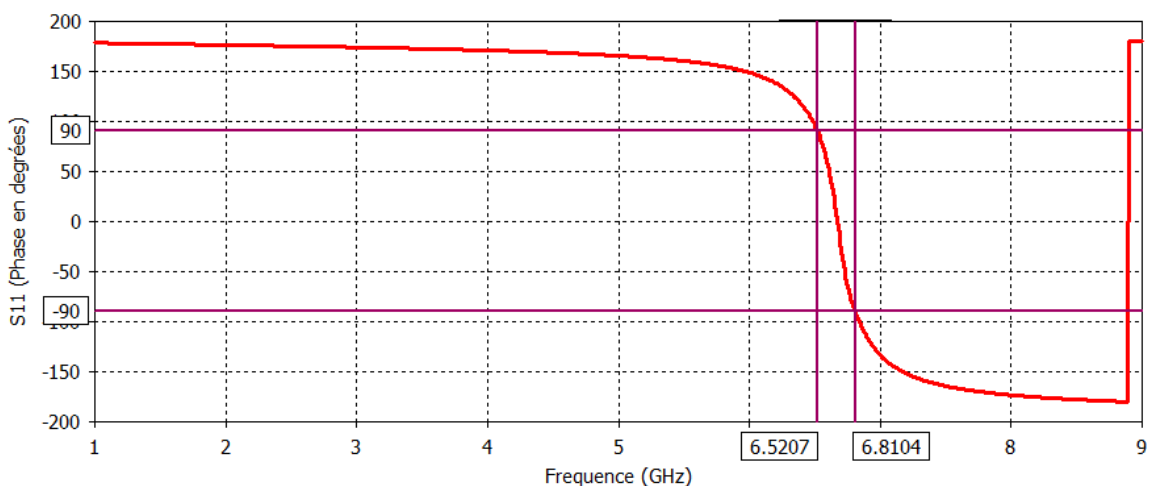
Les paramètres géométriques de cette structure AMC (Figure III.6), les valeurs optimisées de ses paramètres sont mentionnées dans le tableau suivant :

**Tableau III.2 :** Les paramètres géométriques optimisés de la cellule AMC.

Paramètres	Dimensions (mm)
$L_s$	59
$W_s$	59
T	0.017
M	7.75
A	6.25
$r_{out}$	3.225
$r_{in}$	2.725
G	1.041
$Z_{min}$	30

**III.4.2. Les Résultats**

Une seule cellule est modélisée et entourée de conditions périodiques. La surface supérieure de la cellule AMC est choisie comme un plan de référence de phase. La fréquence de résonance est obtenue lorsque la phase du coefficient de réflexion est égale à 0°. A partir du modèle analytique nous dimensionnons une AMC résonant à la fréquence de 6.55GHz.



**Figure III.7 :** La phase du coefficient de réflexion de la cellule AMC.

La phase du coefficient de réflexion de la cellule AMC est obtenue par :

$$\phi = \phi_{AMC} - \phi_{PEC} + \pi \quad (III.3)$$

$\pi$  est ajouté pour prendre en compte l'inversion de phase due à la surface métallique ( $\Gamma = -1$ ). Cette procédure est effectuée avec le domaine fréquentiel et temporel.

La fréquence centrale de l'AMC est calculée au point du coefficient de réflexion pour une phase égale à  $0^\circ$ . Donc la fréquence de résonance de cette structure est :  $f_0 = 6.67$  GHz. Alors la bande passante de la surface AMC est :  $FBW\% = 4.34\%$ .

### III.5. Antenne Patch avec AMC

#### III.5.1. La Géométrie

L'antenne dipôle coplanaire est placée au-dessus de la structure AMC proposée, qui formée par un réseau de 6x6 cellules unitaires. Avant de simuler les deux composantes, il faut ajuster la bande de fréquence de la cellule du coefficient de réflexion de l'antenne et la bande de la structure AMC dans la même gamme de fréquence.

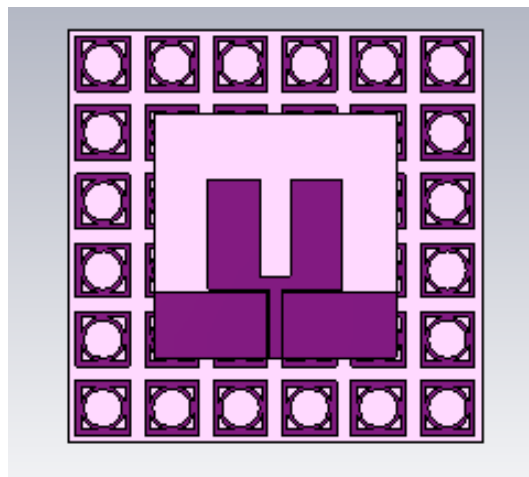


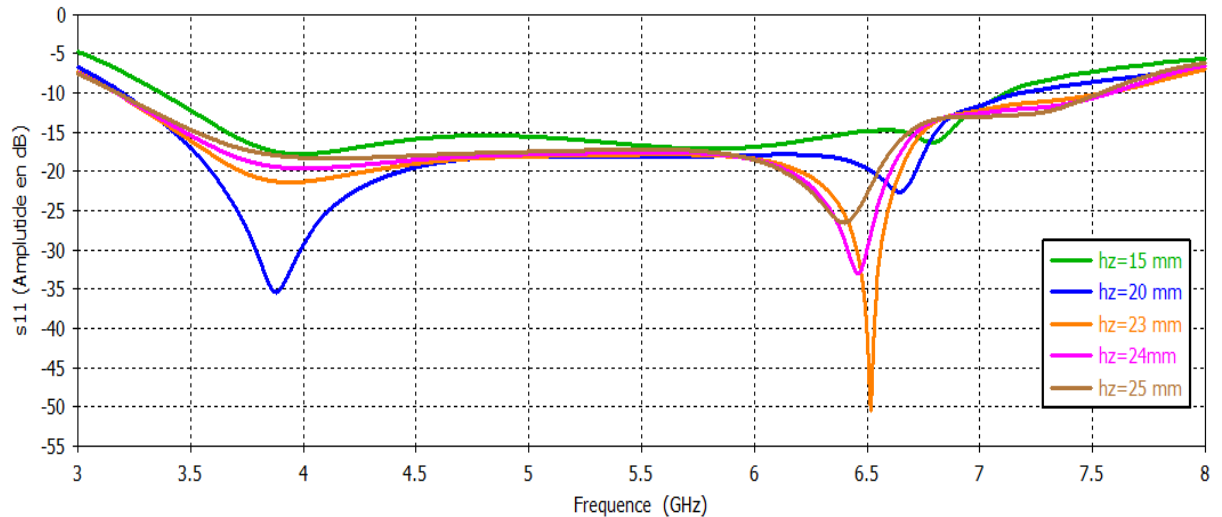
Figure III.8 : Antenne dipôle au-dessus de la surface AMC.

#### III.5.2. Résultats de Simulations

##### III.5.2.1. L'effet de la Couche d'Air sur la Bande Passante

Dans un premier temps et pour justifier l'intérêt d'utiliser une surface AMC, nous présentons sur la figure III.9, le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la hauteur  $H_z$  de la couche d'air de la bande passante (antenne+couche d'air) avec et sans AMC.

Une couche d'air est insérée entre l'antenne et la structure AMC pour améliorer la bande de l'antenne d'une part, et d'autre part pour ajuster la bande désirée.



**Figure III.9 :** Coefficient de réflexion  $S_{11}$ , pour différentes valeurs de  $H_z$  simulés sous CST.

L'étude de l'influence de la hauteur de la couche d'air, entre la cellule AMC et l'antenne dipôle, sur la bande passante de l'antenne est donnée dans le tableau ci-après :

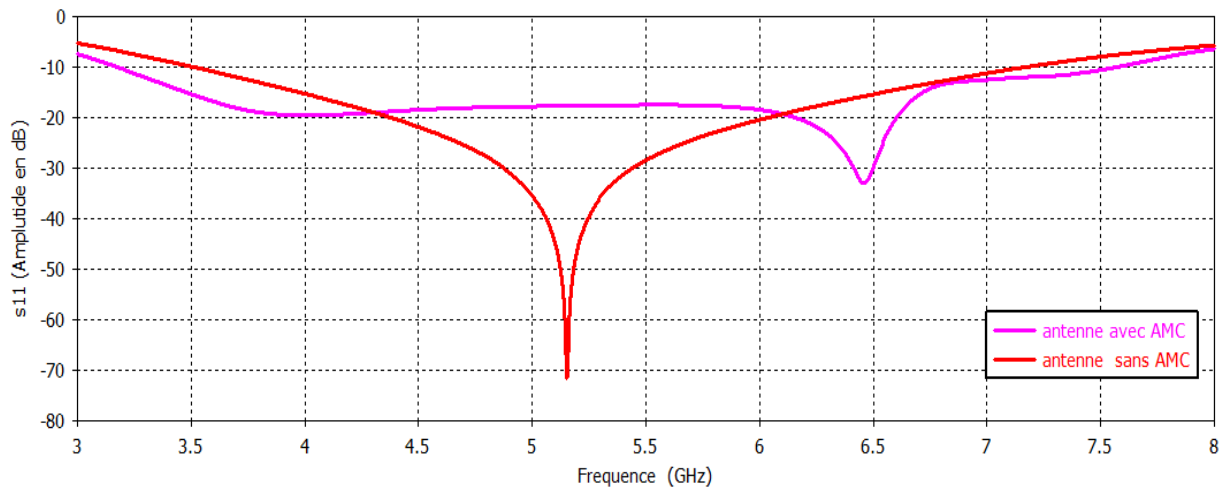
**Tableau III.3 :** Les valeurs de la bande passante pour différentes valeurs de  $H_z$ .

La couche d'air $H_z$ (mm)	15	20	23	24	25
La bande passante (%)	71.43	76.70	81.81	82.02	81.42

Nous présentons dans la figure III.9, les coefficients de réflexion pour différentes valeurs de  $H_z$ . Nous remarquons qu'une adaptation est assurée sur une très large bande passante de 82.02% pour  $H_z = 24$  mm, comme indiqué dans le tableau III.3 ci-dessus.

Après avoir choisi la valeur optimale  $H_z = 24$  mm, qui nous donne une large bande, une comparaison entre l'antenne seule et antenne avec AMC a été effectuée.

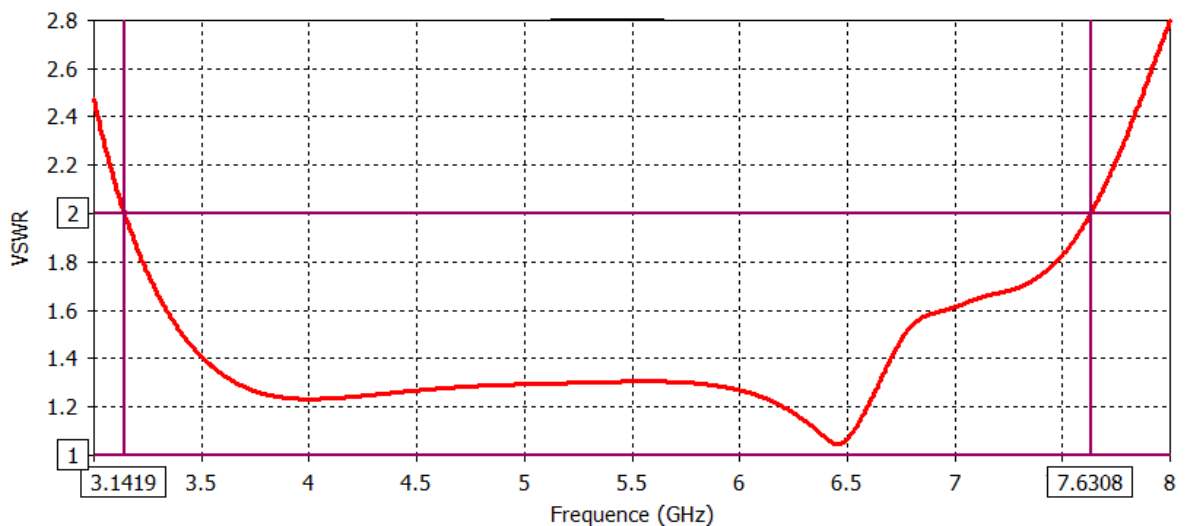
On présente dans la figure III.10, les tracés du coefficient de réflexion (en décibels) en fonction de la fréquence en (GHz).



**Figure III.10 :** Le coefficient de réflexion de l'antenne sans AMC en rouge et avec AMC en rose.

D'après la figure III.10, le coefficient de réflexion montre une très bonne bande passante dans la gamme de fréquence 3.17 à 7.58 GHz à un niveau inférieur à -10 dB. Avec une bande augmente de 68.73% à 82.02% qui signifie une amélioration de 13.29%.

La figure III.11 représente la courbe du VSWR après la simulation avec AMC qui montre l'adaptation de l'antenne avec un niveau inférieur à 2 dans la même bande.



**Figure III.11:** La variation du VSWR de l'antenne avec AMC.

Ensuite, nous avons comparés le VSWR de l'antenne avec et sans AMC, nous remarquons sur la figure III.12 que l'amélioration est très importante de la bande passante pour des valeurs du VSWR inférieur à 2, qui correspond à une bande entre 3.1419 - 7.6308 GHz avec AMC, tandis que la bande sans la cellule AMC est de 3.46 - 7.25 GHz.



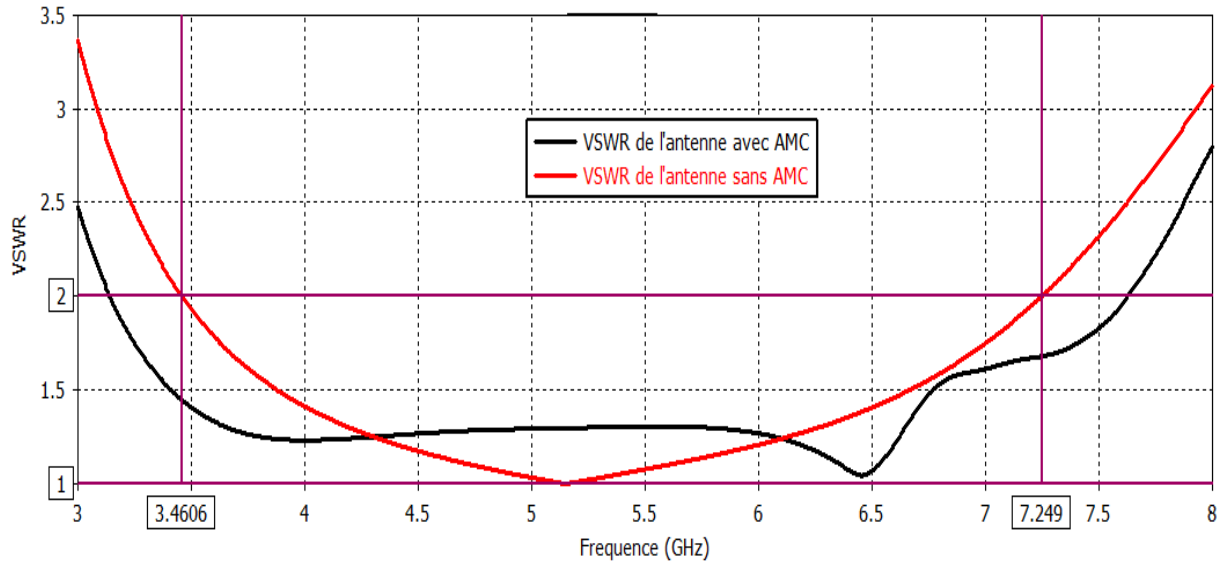


Figure III.12 : Le VSWR de l'antenne avec AMC et sans AMC.

Nous avons vu les changements du coefficient de réflexion et du VSWR, ainsi que le diagramme de rayonnement a changé, comme montré dans la figure III.13. Donc l'effet de la cellule AMC est très important sur les caractéristiques de l'antenne.

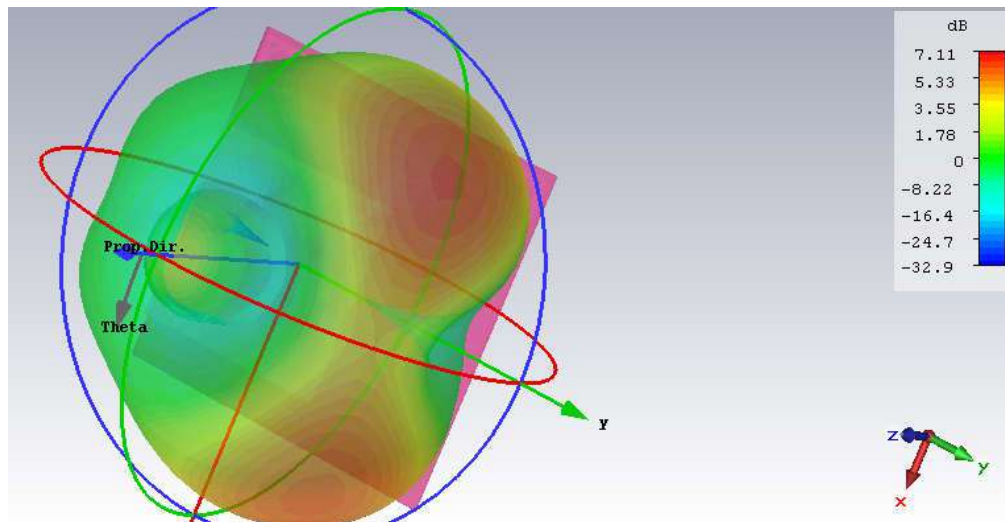
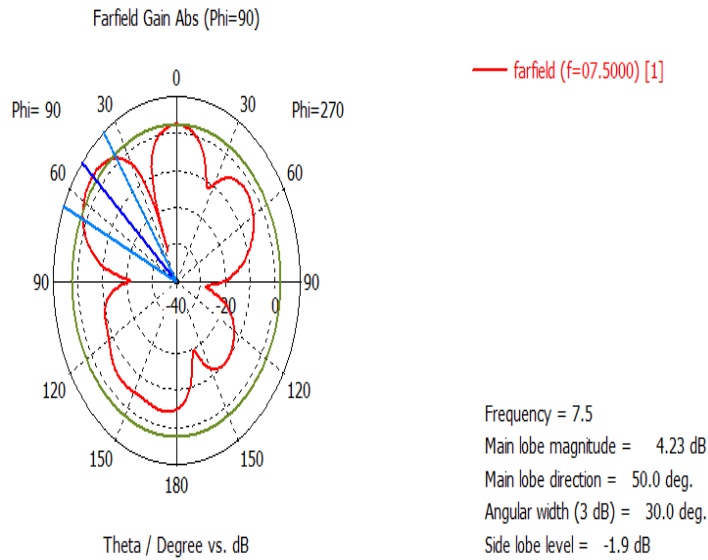


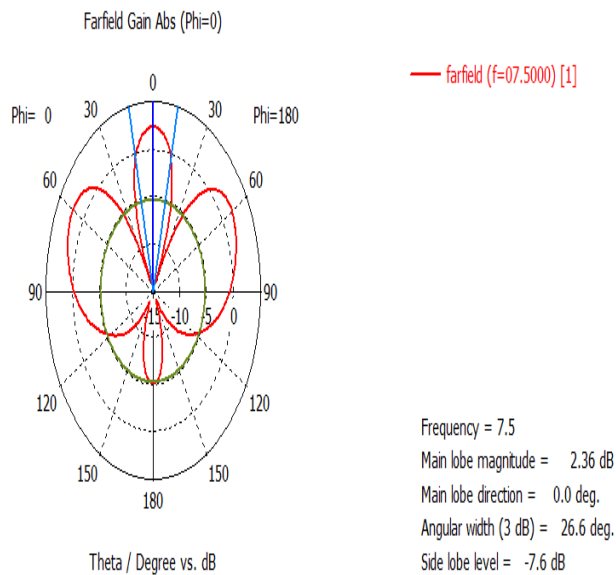
Figure III.13 : le diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 7.5 GHz.

Nous remarquons d'après les résultats de simulations de ce diagramme, que l'antenne dipôle coplanaire avec la surface AMC présente un diagramme de rayonnement plus directif à la fréquence 7.5 GHz qui est amélioré de 3.09 dBi sans AMC à 7.11dBi avec AMC.

La figure ci-dessous représente les diagrammes de rayonnement en représentation polaire pour deux plans à la fréquence 7.5 GHz. Pour  $\phi = 90^\circ$  le lobe principale est à la direction  $\theta = 50^\circ$  et pour  $\phi = 0^\circ$  le lobe principale est à la direction  $\theta = 0^\circ$ .



(a)



(b)

**Figure III.14 :** Le diagramme de rayonnement polaire de l'antenne à 7.5 GHz, (a)  $\phi = 90^\circ$  et (b)  $\phi = 0^\circ$ .

***III.6. Conclusion***

Dans ce chapitre, une nouvelle forme d'un conducteur magnétique artificiel (AMC) a été proposée. La structure AMC a été placée au-dessous de l'antenne dipôle coplanaire alimentée par une ligne microbande, a pour but d'élargir la bande passante de l'antenne dipôle proposée. Les résultats de simulation ont été obtenue à l'aide de simulateur CST qui basé sur la méthode d'intégration finie. Nous avons montré que la structure AMC permet d'améliorer significativement la bande passante de l'antenne de 68.73% à 82.02%, c'est-à-dire une amélioration de 13.29 %.

# Conclusion Générale

## *Conclusion Générale*

---

Les télécommunications sans fils, avec une forte demande en termes de débit et de qualité de l'information, nécessitent un système de communication de performances élevées. Les travaux de recherches sur les antennes microbandes se focalisent ces dernières années sur l'utilisation de nouveaux matériaux avec des caractéristiques spécifiques, comme les méta-matériaux qui ne sont pas disponibles dans la nature, permet ces matériaux la cellule AMC (artificial magnetic conductor) qui a été utilisé dans ce travail.

Les travaux présentés dans ce mémoire sont consacrés sur une comparaison entre l'antenne patch dipôle sans la cellule AMC et avec la cellule AMC qui est utilisée comme un réflecteur au-dessous de l'antenne imprimée proposée, ces antennes sont généralement fonctionnent dans la plage des micro-ondes. L'objectif de cette étude est d'améliorer la bande passante de l'antenne patch à l'aide d'une surface AMC.

Nous avons traités également l'effet d'une cellule AMC sur la bande passante d'une antenne dipôle coplanaire, placée au-dessus de la cellule proposée, à l'aide d'un simulateur CSTMWS qui est basé sur la méthode d'intégration finie. Les résultats de simulation obtenus ont abouti à plusieurs valeurs du coefficient de réflexion à l'influence d'une couche d'air qui sépare l'antenne et la surface AMC aux quelles on a choisi la valeur optimale dont la bande passante est maximale qui permet une augmentation de 68.73% (sans AMC) à 82.02% (avec la cellule AMC), et par conséquent une amélioration de 13.29% de la bande passante.

# **Références bibliographiques**

- [1] Hamid Chorfi, " **Conception D'un Nouveau Système D'antenne Réseau Conforme En Onde Millimétrique**", Mémoire, Université Du Québec En Abitibi-Témiscamingue, Mai 2012.
- [2] Tebache Soufiane, " **Méthode De Caractérisation Hyperfréquence Des Antennes Imprimées** ", Thèse De Magister, Université Mohamed Khider – Biskra, Juin 2013.
- [3] Soltane Samia, " **Etude Et Caractérisation D'antennes Imprimées Pour Système Ultra-Large Bande**", Thèse De Magister, Université Mohamed Khider – Biskra, Novembre 2015.
- [4] D Sievenpiper, L. Zhang, Broas R., N Alexopoulos, and E. Yablonovitch, " **High-Impedances Electromagnetic Surfaces With A Forbidden Frequency Band**", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, November 1999.
- [5] Sridhar Raja .D, " **Periodic EBG Structure Based UWB Band Pass Filter**", Asst. Professor, Bharath University, Chennai-600073, India.
- [6] J. R. Sohn, K. Y. Kim, Andh.-S. Tae, " **Comparative Study On Various Artificial Magnetic Conductors For Low-Profile Antenna**", Hongik University, Seoul 121-791, Korea, 2006.
- [7] Linda Djouablia, " **Contribution A L'étude Des Structures Microbandes Rayonnantes Par La Méthode Des Moments Application A La Forme Triangulaire**", Thèse De Doctorat, Université De Constantine, Juillet 2012.
- [8] ADDACI RAFIK, " **Evaluation De La Fréquence De Résonance Complexe Et De La Bande Passante D'une Antenne Microbande Rectangulaire Par La Méthode Neurospectrale**", Thèse De Magister, Université De Constantine, Octobre 2006.
- [9] Ahmed Benomar, " **Etude Des Antennes A Résonateurs Diélectriques: Application Aux Réseaux De Télécommunications**", Université De Limoges, 2015.
- [10] Abdel Waheb Ourir, " **Applications De Matériaux A Bandes Interdites Photoniques Et De Métamatériaux En Télécommunications**", Thèse, Université De Paris XI d'Orsay, Décembre 2006.
- [11] Ahmed Belguessoum, " **Conception Et Réalisation D'une Antenne Multibandes Alimentée Par Un Guide D'onde Coplanaire CPW**", Thèse, Université D'ottawa, 2008.
- [12] Kebbab Radhwane, " **Conception D'antennes Ultra Large Bande En Technologie Imprimée**", Thèse De Magister, Université Abou Bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.
- [13] Mourad Hassad, " **Modélisation D'une Antenne Patch Réalisée Sur Un Substrat A Tenseur De Permittivité Et De Perméabilité Diagonaux** ", Mémoire De Magister, Université De Batna, Juin 2009.

- [14] M. Diblang , " **Développement Du Concept De L'antenne A Résonateur Bie Pour La Génération De La Polarisation Circulaire**", Thèse De Doctorat, Université De Limoges, Mars 2006.
- [15] T. Itoh, " **Numerical Techniques For Microwave And Millimeter-Wave Passive Structures** ", A Wiley-Interscience Publication, New York, Wiley, 1989.
- [16] Ziani Kerarti Djalal, " **Etude Et Conception d'Antennes Ultra Large Bande**", Thèse De Magister, Université De Tlemcen, 2011.
- [17] OULAD MANSOUR Houria, " **Les Effets De L'anisotropie Uniaxiale Et De La Tangente De Perte Sur La Résonance Des Antennes Microbandes**", Mémoire De Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2015.
- [18] Chouti Leila, " **Contribution A L'étude D'antennes Imprimées Rectangulaires Double Bande Et Multibandes Tenant Compte De L'effet De Couplage**", Mémoire De Magister, Université Mentouri-Constantine, Janvier 2009.
- [19] Abl. B, " **Contribution A L'étude Des Antennes Microstrip Supraconducteur De Forme Triangulaire**", Mémoire De Magister, Université Mentouri Constantine, 2010.
- [20] Fabrice Linot, " **Apport Des Surfaces A Haute Impédance A La Conception D'antennes Réseaux Compacts Et D'antennes Réseaux A Très Large Bande Passante**", Thèse De Doctorat, Telecom Paris Tech, Avril 2011.
- [21] Kanane Hocine, " **Etude Des Métamatériaux Pour Antennes Intégrées Soumises A Des Perturbations Electromagnétiques**", Thèse De Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Décembre 2015.
- [22] Anthony Presse, " **Conception D'antennes Souples Et De Conducteurs Magnétiques Artificiels En Bande UHF** ", Thèse de Doctorat, Rennes, Décembre 2015.
- [23] A. P. Feresidis And J. C. Vardaxoglou, " **High Gain Planar Antenna Using Optimized Partially Reflective Surfaces**", Iee Proc. Microw. Antennas Propag, December 2001.
- [24] S.Clavijo , R.E.Diaz And W.E.Mckinzie " **Design Methodology For Sievenpiper High Impedance Surfaces: An Artificial Magnetic Conductor For Positive Gain Electrically Small Antennas**", Ieee Trans.Antennas Propagat, October 2003.
- [25] D. Qu, L. Shafai And A. Foroozesh, " **Improving Micro Strip Patch Antenna Performance Using Ebg Substrates**", Iee Proc.-Microw. Antennas Propagm, December 2006.
- [26] Shruti Karkare, Kavita Tewari, " **Design of a Rectangular Microstrip Antenna with Artificial Magnetic Conductor Ground Plan**", Chembur, Mumbai, November 2014.

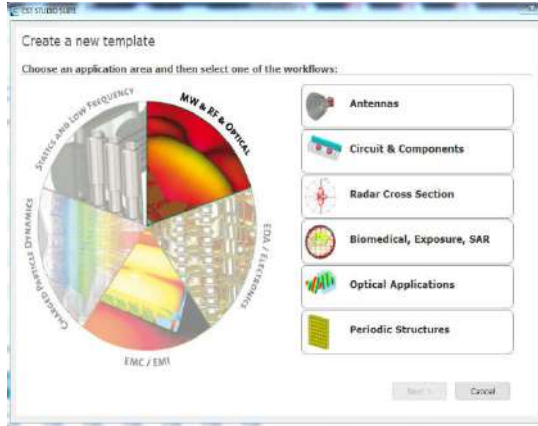


- [27] Mu'ath J. Al-Hassan, "**Millimeter-wave Electromagnetic Band-gap Structures for Antenna and Antenna Arrays Applications**", These of doctorate, University du Québec, February 2015.
- [28] Marcio SILVA PIMENTA, "**Antennes Souples A Base De Métamatériaux De Type Conducteurs Magnétiques Artificiels Pour Les Standards De Systèmes De Géolocalisation**", Thèse De Doctorat, Novembre 2013.
- [29] Lana Damaj, Lila Mouffok, Xavier Begaud, Anne Claire Lepage, "**Amélioration Des Performances D'une Antenne Patch A Double Polarisation A L'aide D'un Conducteur Magnétique Artificiel**", Journée nationales microondes, Mai 2011.
- [30] Computer Simulation Technology (CST), Microwave Studio, Version 2011.
- [31] Lana DAMAJ, "**Antenne Versatile Intriquée**", Thèse de Doctorat, Mars 2013.

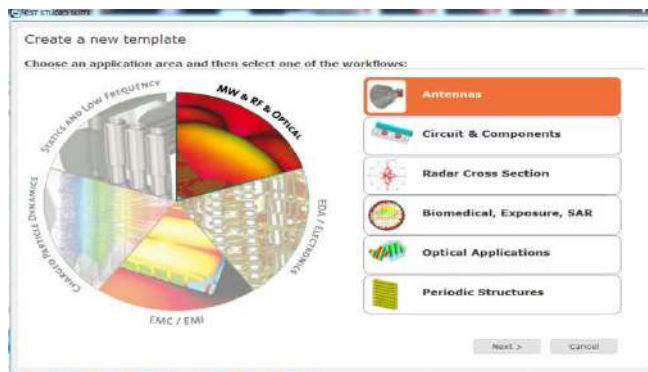
***ANNEXE***

## 1. Création De L'antenne Patch:

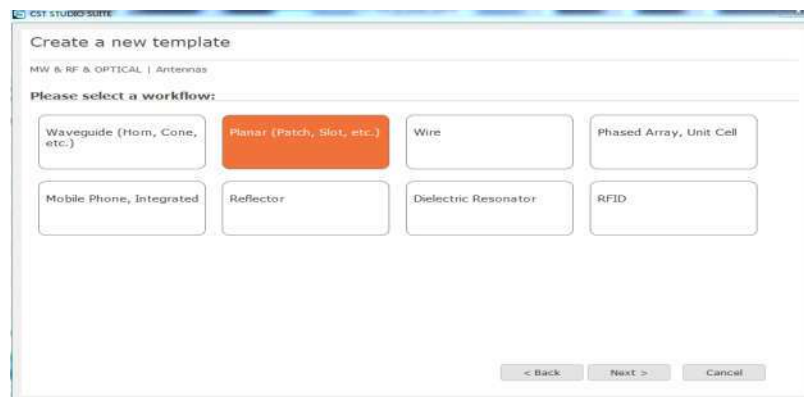
Après le lancement du simulateur CST par un double click, créer un nouveau projet. Vous serez invité à sélectionner "MW & RF & OPTICAL"



Après vous choisissez "Antennas"

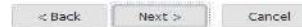


Next→ "Planar " comme montre la figure suivant:



Ensuite vous cliquez sur next→Time Domain

The recommended solvers for the selected workflow are:



Choisissez les paramètres qui font définir les unités des dimensions, fréquences, temps et température... etc.

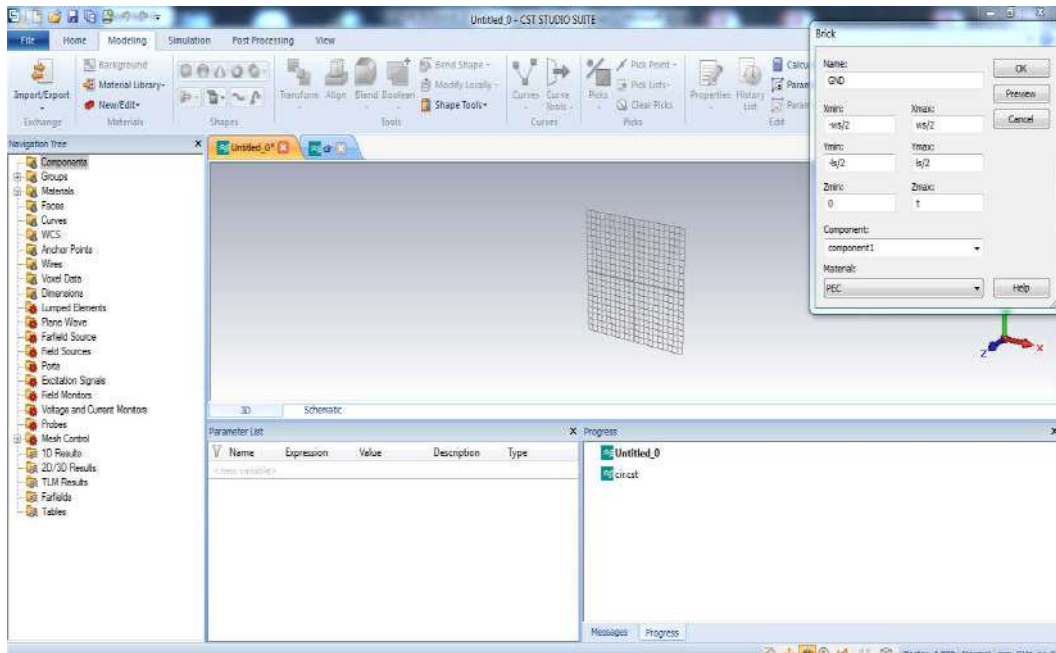


- **Dessiner la structure**

Pour la modélisation de la structure d'antenne, un certain nombre de différents outils de conception géométrique pour des géométries typiques tel que les Briks, les cylindres, les sphères. Ces formes peut être ajoutées ou se croisent à l'aide des opérations boolnées pour construire des formes plus complexe.

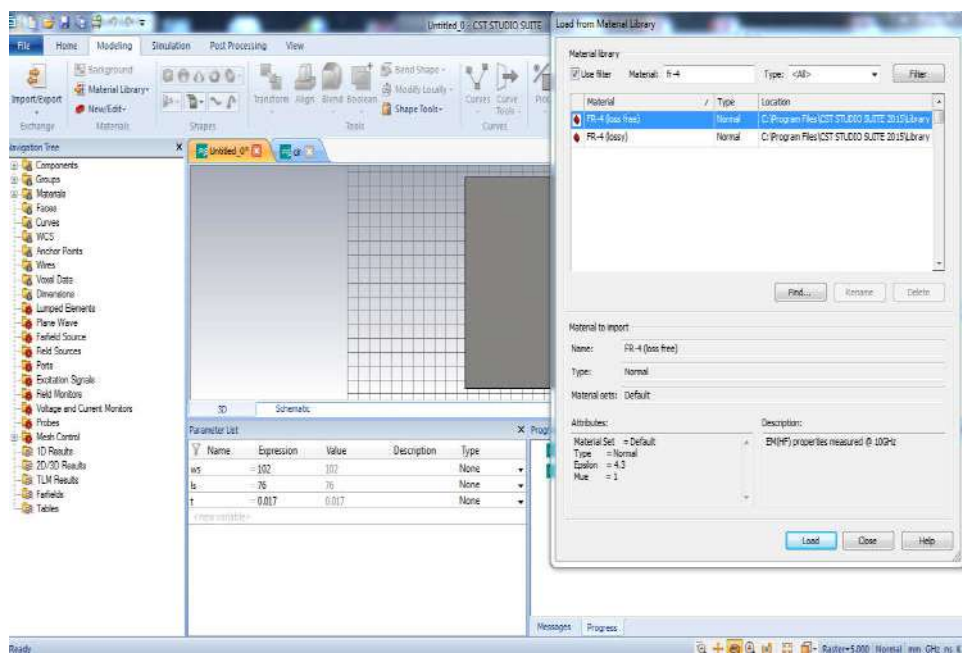
- a. **Création de plan de masse**

Modeling→Briks→Echap→ajouter les dimensions.



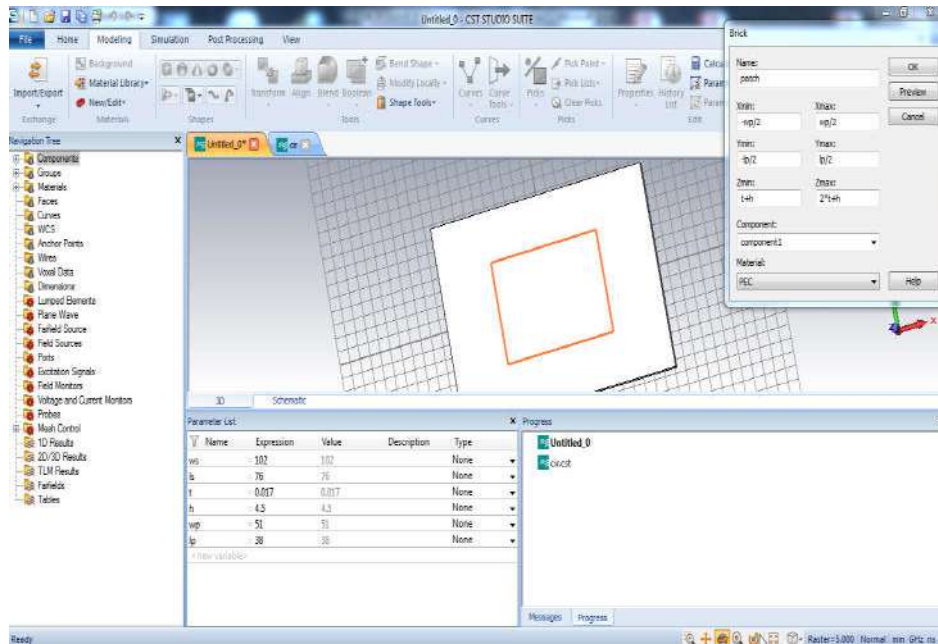
## b. Création du substrat

Suivez les mêmes étapes précédents, avec le choix du type de substrat.

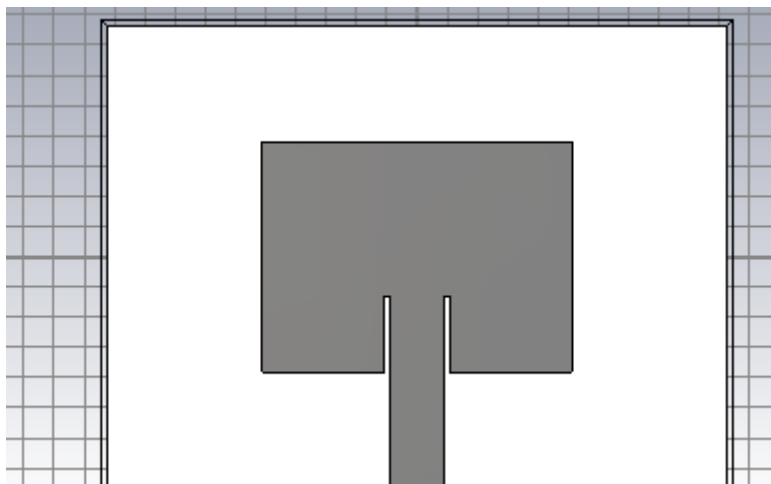


## c. Création de l'élément rayonnant et sa ligne d'alimentation

Dans cette partie, dessiner le patch avec les dimensions que vous choisissez.



Ensuite, ajouter la ligne d'alimentation.

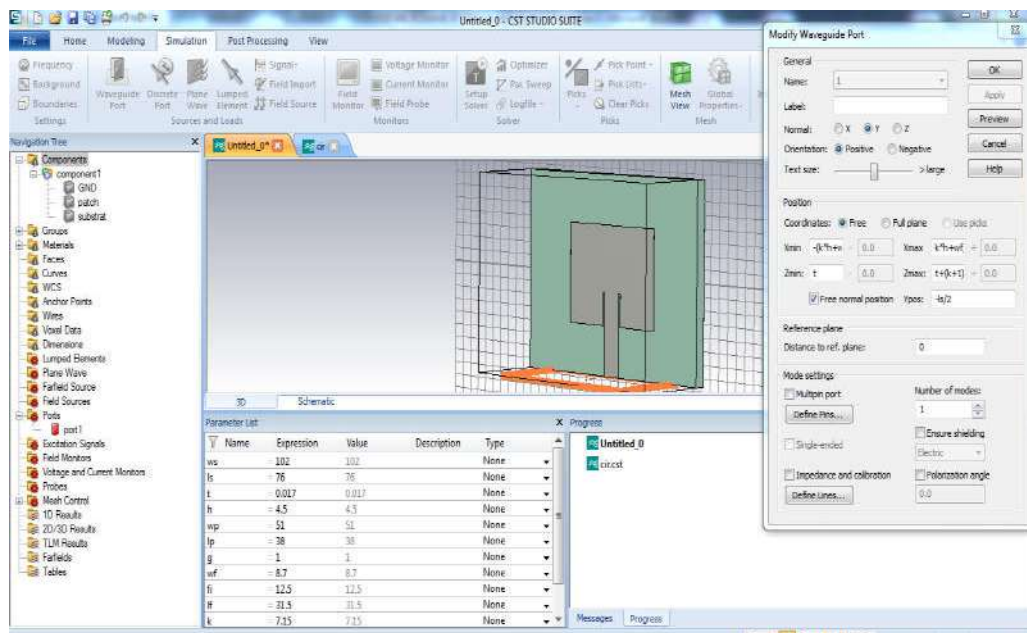


- **Définir les Ports**

Chaque structure d'antenne a besoin d'une source d'énergie à haute fréquence d'excitation des ondes électromagnétiques désiré.

Vous pouvez définir le port tel que guide d'onde ou une source de courant ou de tension par un port discret en choisissant simulation → Waveguide Port

La définition correcte des ports est très importante pour obtenir des résultats précis des paramètres S.

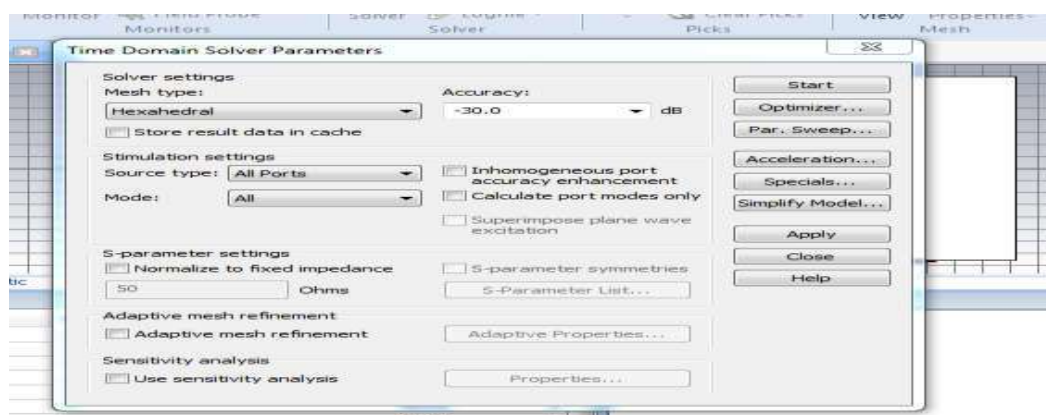


- **Définir la gamme de fréquences**

Vous pouvez spécifier la gamme de fréquence en choisissant simulation → frequency dans le menu principale. Les réglages de fréquences sont importants parce que le générateur de maillage ajustera le raffinement de maillage à la gamme de fréquences spécifiée.

- **Démarez la simulation**

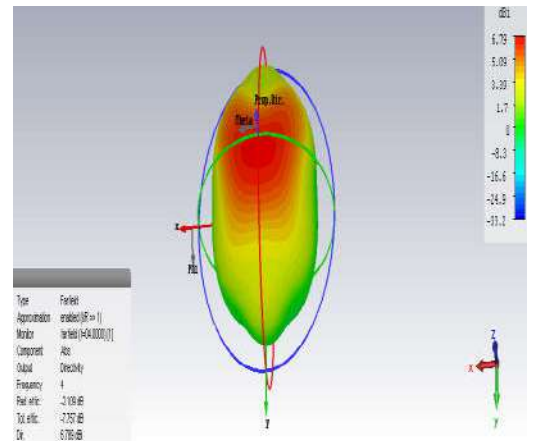
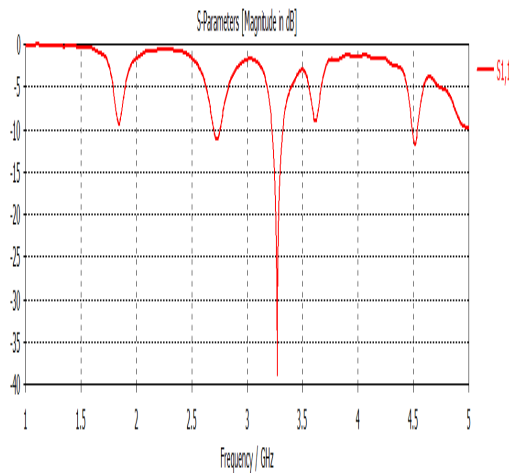
Après avoir défini tous les paramètres nécessaires, vous êtes prêt à commencer votre première simulation. Démarrer la simulation en choisissant le setup solver.



## • Résultats de simulation

Après l'exécution avec succès d'une simulation, vous serez en mesure d'accéder aux résultats des différentes calculs et récupérer les données de sortie obtenus dans la partie « Results ».

Les différents graphes que nous pouvons visualiser telle que le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement sont représentés ci-dessous.





## Résumé

Dans ce travail, une antenne patch sous forme d'un dipôle alimentée par une ligne coplanaire a proposé et simulée par CSTMWS. Le but de ce travail se focalise sur l'amélioration de la bande passante de cette antenne par l'utilisation d'une cellule AMC (*Conducteur Magnétique Artificiel*) comme un réflecteur au-dessous de l'antenne. Les résultats de simulation, trouvés par le simulateur CST, montrent une excellente amélioration de la bande, de 68.73% sans la surface AMC à 82.02% avec la surface AMC, c'est à dire une augmentation de 13.29%.

**Mots clés :** Antenne patch dipôle, AMC, CSTMWS, la bande passante.

## Abstract

In this work, a dipole patch antenna fed by a coplanar feed line has proposed and simulated by CSTMWS. The aim of our work is focused on improving the bandwidth of this antenna by using an artificial magnetic conductor (AMC) as a reflector underneath the antenna. The simulation results, found by the CST simulator, show an excellent improvement of the band, from 68.73% without the AMC surface to 82.02% with the AMC surface, meaning an increase of 13.29%.

**Keywords:** Dipole patch antenna, AMC, CSTMWS, the bandwidth.

## المخلص

في هذا العمل، نقترح هوائي ثنائي القطب يغذيه خط متحد المستوى باستخدام برنامج CSTMWS. ويهدف هذا العمل إلى تحسين عرض النطاق الترددي لهذا الهوائي عن طريق استخدام الخلايا AMC (الموصل المغناطيسي الاصطناعي)، ويمثل عاكس تحت الهوائي. النتائج التي وجدت من قبل برنامج CST، تظهر تحسنا ممتازا في النطاق من 68.73% بدون سطح AMC إلى 82.02% مع سطح AMC، أي بزيادة قدرها 13.29%.  
**كلمات البحث :** هوائي ثنائي القطب، AMC، CSTMWS، عرض النطاق الترددي.