

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



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

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

---

**Nouvelles structures périodiques partiellement réfléchissantes  
(PRS) pour l'amélioration des performances des antennes  
planaires**

---

Présenté par :  
**Boumedine Aya**

Sous la direction de :  
**Dr. CHAABANE Abdelhalim**

Juin 2017



# *Dédicace*

Au nom du dieu le clément et le miséricordieux louange à **ALLAH** le tout puissant.

Je dédie ce modeste travail :

## *A ma très chère mère « Atika » :*

Tu représentes pour moi le symbole de sacrifice par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager. Ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours pour mener à bien mes études.

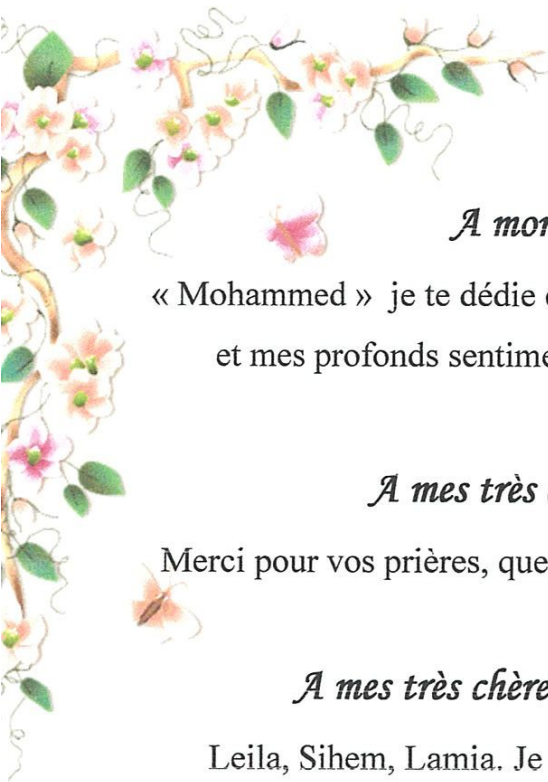
## *A mon très cher père « Tahar » :*

Pour avoir toujours cru en moi et m'avoir soutenu et protégé durant toutes ces années.

Puisse Dieu, le tout puissant, vous préserver et vous accorder santé, longue vie et bonheur (amen).

## *A ma très chère sœur :*

« Sara » ma fidèle compagne dans tous les moments et je la souhaite tout le bien dans sa vie personnelle et professionnelle, et que le tout puissant soit à tes côtés et te protège (amen).



*A mon très cher frère :*

« Mohammed » je te dédie ce travail en témoignage de mon grand amour et mes profonds sentiments. Que Dieu te garde pour moi (amen).

*A mes très chers grands-parents :*

Merci pour vos prières, que Dieu vous procure bonne santé et longue vie.

*A mes très chères tantes et leurs familles :*

Leila, Sihem, Lamia. Je vous souhaite une vie pleine de bonheur.

*Clin d'œil particulier à tous mes cousins et mes cousines :*

Adem, Younes, Zakaria, Rym et surtout « Manar » et « Abir » qui sont des sœurs d'une autre mère et mon adorable puce « Farah ».

*A mon très cher ami :*

« Housseyn Bouchbout » je vous remercie beaucoup pour votre aide et pour votre encouragement.

Je vous souhaite une vie pleine de bonheur, de santé et de réussite.

*- Aya. B -*



# Remerciements

*Avant tout louange à ALLAH de nous avoir donné le courage, la force, la volonté et la patience durant notre cursus universitaire.*

*Nous tenons tout d'abord à remercier encadreur, monsieur Chaabane Abdelhalim, pour avoir dirigé ce travail, pour son assistance et ses conseils qui ont étayé notre conduite dans la réalisation de ce mémoire, ainsi qu'à tous les enseignants qui nous ont suivis durant nos 5 années d'études.*

*Notre grand hommage revient précisément à nos familles, tout simplement de nous avoir donné jour après jour autant d'amour, de soutien et d'encouragement.*

*Enfin, nous adressons nos remerciements à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.*

*Aya Boumedine*



## Résumé :

Dans ce travail, plusieurs structures périodiques partiellement réfléchissantes ont été proposées. Les structures périodiques proposées ont une grande réflectivité et une allure de phase croissante. Les structures périodiques peuvent être appliquées au-dessus des antennes planaires pour améliorer leurs performances en termes de gain, largeur de bande de rayonnement et même en bande passante.

## Abstract :

In this work, many partially reflective periodic structures have been proposed. The proposed periodic structures have a high reflectivity and an increasing phase profile. Periodic structures can be applied over planar antennas to improve their performance in terms of gain, bandwidth and even bandwidth.

## ملخص

في هذا العمل، اقترحت العديد من الهياكل الدورية ذات انعكاس جزئي. الهياكل الدورية المقترحة لها انعكاسية عالية وتنامي في وتيرة المرحلة. يمكن تطبيق الهياكل الدورية فوق الهوائيات المستوية لتحسين أدائها من حيث الربح وعرض النطاق الترددي للإشعاع ونفس النطاق الترددي.

---

## Mots clés :

- Antenne
- Antenne imprimée
- Surface partiellement réfléchissante
- CST Microwave Studio
- Antenne planaire
- Largeur de bande de rayonnement
- SPR
- PRS

## LISTE DES ABREVIATIONS

**2D et 3D** : Deux et trois dimensions.

**BW**: BandWith.

**FBW**: Frequency BandWith.

**ABW**: Absolate BandWith.

**ULB**: Ultra Large Bande.

**Pa** : Puissance d'alimentation.

**HF** : Haute Fréquence.

**Zc** : Impédance Caractéristique.

**Pr** : Puissance Rayonnée.

$\epsilon_r$ : Permittivité Relative.

$\epsilon$  : Permittivité diélectrique.

**Fc** : Fréquence de coupure.

**h** : Epaisseur du substrat.

**L** : Longueur.

**W** : Largeur.

$\lambda$  : Longueur d'onde.

**L<sub>eff</sub>** : Longueur effective.

$\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide.

$\mu_r$ : Perméabilité relative.

**Q** : Facteur de qualité.

**R** : Résistance.

**ROS** : Rapport d'ondes stationnaires.

**S<sub>11</sub>** : Coefficient de réflexion.

**tan ( $\delta$ ):** Tangente des pertes.

**$\Gamma$  :** Coefficient de réflexion.

**TE :** Transverse électrique.

**TM :** Transverse magnétique.

**r:** Rayon du disque.

**t :** Epaisseur.

**T :** Température.

**a<sub>e</sub> :** Rayon effectif.

**h<sub>c</sub> :** Hauteur du résonateur.

**S :** Surfaces latérales de l'antenne.

**$\lambda_0$  :** Longueur d'onde de fonctionnement.

**$\eta$  :** Facteur du gain.

**f<sub>c</sub> :** Fréquence centrale.

**f<sub>s</sub> :** Fréquence supérieure de la bande de fréquences.

**f<sub>i</sub> :** Fréquence inférieure de la bande de fréquences.

**P :** Puissance.

**G :** Gain.

**Z<sub>ant</sub> :** Impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

**$\vec{E}$  :** Champ électrique.

**$\vec{H}$  :** Champ magnétique.

**GaAs :** Arséniure de Gallium.

**Si :** Silicium.

**Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> :** Alumine.

**TMM:** Thermoset Microwave Material.

**$\epsilon_{\text{eff}}$  :** Permittivité Effective.

**FIT:** Finit Intégration Technique.

**FEM:** Finite Element Method.

**MOM:** Method Of Moment.

**HFSS:** High Frequency Structure Simulator.

**CST:** Computer Simulation Technology.

**BIE :** Bande Interdite Electromagnétique.

**SPR :** Surfaces Partiellement Réfléchissante.

**PRS :** Partially Reflective Surface.

**WLAN:** Wireless Local Area Network.

**C :** Vitesse de la lumière.

**$f_r$  :** Fréquence de résonance.

**$\phi_{PRS}$  :** Phase de coefficient de réflexion du PRS.

**$\phi_{GND}$  :** Phase de coefficient de réflexion du plan de masse.



## LISTE DES ILLUSTRATIONS

N° de figure	Titre	N° de page
I.1	Rayonnement d'une antenne.....	05
I.2	Lignes de champs produites par une antenne demi-onde.....	05
I.3	Représentation de diagramme de rayonnement 3D, E et H.....	07
I.4	Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.....	07
I.5	Les différentes polarisations du champ électromagnétique.....	09
I.6	Représentation de l'impédance de l'antenne.....	10
I.7	Exemple d'antennes filaires : hélice, boucle et Yagi .....	13
I.8	Structure d'une antenne planaire et le courant schématique.....	13
I.9	Exemples d'antennes à fente rayonnante.....	14
I.10	Réflecteur parabolique : système focalisant en réflexion.....	15
I.11	Lentille : système focalisant en transmission.....	15
II.1	Aspect d'une antenne micro ruban .....	17
II.2	Divers types d'éléments rayonnants.....	18
II.3	Distribution de charges.....	18
II.4	Distribution de champ électrique.....	18
II.5	antenne patch micro ruban circulaire.....	23
II.6	Alimentation du patch par un câble coaxial.....	24
II.7	Alimentation du patch par une ligne microbande.....	25
II.8	L'alimentation par une ligne microbande.....	25
II.9	Alimentation du patch par une ligne microbande en sandwich, couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch.....	26
II.10	Alimentation du patch par un guide d'onde coplanaire.....	26
II.11	Alimentation du patch par le couplage par fente.....	27
III.1	Une antenne cornet.....	34
III.2	antenne réseau en réception.....	36
III.3	Représentation d'un réseau en phase.....	37
III.4	Principe des lentilles.....	38
III.5	Exemple des géométries de lentilles.....	38

<b>III.6</b>	pertes par spillover.....	<b>40</b>
<b>III.7</b>	Différents exemples de matériaux BIE classés suivant leur degré de périodicité : (a) matériaux 1D, (b) matériaux 2D, et (c) matériaux 3D.....	<b>41</b>
<b>III.8</b>	Principe du miroir de Bragg.....	<b>42</b>
<b>III.9</b>	Coefficient de réflexion et de transmission d'une structure B.I.E 1D.....	<b>43</b>
<b>III.10</b>	Coefficient de réflexion et de transmission d'une structure B.I.E.1D à défaut..	<b>43</b>
<b>III.11</b>	Schéma et diagramme de rayonnement d'un B.I.E. 1D bi-directif.....	<b>44</b>
<b>III.12</b>	Schéma d'un B.I.E directif .....	<b>44</b>
<b>IV.1</b>	L'interface principale de CST Microwave Studio.....	<b>47</b>
<b>IV.2</b>	Fenêtre d'unités .....	<b>49</b>
<b>IV.3</b>	Fenêtre de paramètres de fréquence.....	<b>49</b>
<b>IV.4</b>	Fenêtre de port guide d'onde.....	<b>50</b>
<b>IV.5</b>	Fenêtre de port discret.....	<b>50</b>
<b>IV.6</b>	Fenêtre de simulation.....	<b>51</b>
<b>IV.7</b>	A gauche paramètres de port pour le domaine temporel. A droite paramètres de port pour le domaine fréquentiel. A gauche, PRS 1D composée de tiges métalliques parallèles au champ E de l'excitation. A droite, son dual obtenu par le théorème de Babinet.....	<b>52</b>
<b>IV.8</b>	PRS 2D à comportement passe-bas et passe-haut en transmission. A gauche, une PRS passe-bas à patches métalliques déconnectés. A droite, une grille métallique à comportement passe-haut.....	<b>52</b>
<b>IV.9</b>	PRS 2D à comportement stop et passe-bande en transmission. A gauche, une PRS stop-bande à anneaux métalliques. A droite, son dual composé d'une grille métallique dotée de patches déconnectés, à comportement passe-bande...	<b>53</b>
<b>IV.10</b>	PRS 2D à motifs croix.....	<b>53</b>
<b>IV.11</b>	Exemple d'une antenne de base.....	<b>55</b>
<b>IV.12</b>	Géométrie du motif PRS-1. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.....	<b>56</b>
<b>IV.13</b>	Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.....	<b>56</b>
<b>IV.14</b>	Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°01.....	<b>57</b>
<b>IV.15</b>	Géométrie du motif PRS-2. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.....	<b>57</b>

<b>IV.16</b>	Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.....	<b>58</b>
<b>IV.17</b>	Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°02.....	<b>58</b>
<b>IV.18</b>	Géométrie du motif PRS-3. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.....	<b>59</b>
<b>IV.19</b>	Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.....	<b>59</b>
<b>IV.20</b>	Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°03.....	<b>60</b>
<b>IV.21</b>	Géométrie du motif PRS-4. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.....	<b>60</b>
<b>IV.22</b>	Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.....	<b>61</b>
<b>IV.23</b>	Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°04.....	<b>61</b>
<b>IV.24</b>	Géométrie du motif PRS-5.À gauche face supérieure et à droite face inférieure.....	<b>62</b>
<b>IV.25</b>	Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.....	<b>62</b>
<b>IV.26</b>	Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°05.....	<b>63</b>
<b>IV.27</b>	Géométrie du motif PRS-6.À gauche face supérieure et à droite face inférieure.....	<b>63</b>
<b>IV.28</b>	Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.....	<b>64</b>
<b>IV.29</b>	Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°06.....	<b>64</b>

## LISTE DES TABLEAUX

<b>N° de tableau</b>	<b>Titre</b>	<b>N° de page</b>
<b>I.1</b>	Les caractéristiques de chacun des types de polarisations.....	<b>09</b>
<b>I.2</b>	Classification des antennes.....	<b>12</b>
<b>II.1</b>	Comparaison des différentes techniques d'alimentation.....	<b>27</b>
<b>II.2</b>	Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations.....	<b>28</b>
<b>IV.1</b>	Comparaison entre les modèles de PRS.....	<b>65</b>
<b>IV.2</b>	Les bandes de fréquences et leurs applications.....	<b>65</b>

## LISTE DES EQUATIONS

N° d'équation	Titre	N° de page
I.1	$f_c = \frac{f_i + f_s}{2}$ .....	06
I.2	$B_{\text{frac}} = 2 * \frac{f_s - f_i}{f_s + f_i} = \frac{BW}{f_c}$ .....	06
I.3	$D(\theta, \Phi) = 4\pi \frac{P(\theta, \Phi)}{\eta Pa}$ .....	08
I.4	$G(\theta, \Phi) = P(\theta, \Phi) / P_o(\theta, \Phi) = 4\pi P(\theta, \Phi) / Pa$ .....	08
I.5	$G(\theta, \Phi) = \eta D(\theta, \Phi)$ .....	08
I.6	$\eta = P / Pa$ .....	08
I.7	$Z_{\text{ant}} = R_{\text{ant}} + jX_{\text{ant}}$ .....	10
I.8	$R_{\text{ant}} = R_{\text{perte}} + R_{\text{ray}}$ .....	10
I.9	$Z_{\text{ant}} = Z_c \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})}$ .....	10
I.10	$S_{11} = \Gamma = \frac{(Z_{\text{ant}} - Z_c)}{(Z_{\text{ant}} + Z_c)}$ .....	11
I.11	$ S_{11} _{\text{dB}} = 20 \log(S_{11})$ .....	11
I.12	$ROS = \frac{(+V) + (-V)}{(+V) + (-V)}$ .....	11
I.13	$ROS = \frac{1 +  \Gamma }{1 -  \Gamma }$ .....	11
I.14	$R_Q = 2P_r / I_Q^2$ .....	12
II.1	$R_{\text{IN}} = 90 \frac{(\epsilon_r)^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W}\right)^2$ .....	21
II.2	$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$ .....	21
II.3	$L = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} - 2\Delta L$ .....	22
II.4	$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$ .....	22
II.5	$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L$ .....	22
II.6	$f_r = \frac{c}{2L_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$ .....	22

II.7	$\varepsilon_{eff} = \frac{(\varepsilon_r+1)}{2} + \frac{(\varepsilon_r-1)}{2} \left[ 1 + 12 \frac{W}{h} \right]^{-1/2}$ .....	22
II.8	$a = \frac{F}{\left( 1 + \frac{2h}{\pi F \varepsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right)^{1/2}}$ .....	23
II.9	$F = \frac{8.791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\varepsilon_r}}$ .....	23
II.10	$a_e = a \left( 1 + \frac{2h}{\pi a \varepsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right)^{1/2}$ .....	23
II.11	$f_r = \frac{1.2412c}{2\pi a_e \sqrt{\varepsilon_r}}$ .....	24
IV.1	$h_c = \frac{c}{4\pi f_r} (\varphi_{PRS} + \varphi_{GND} - 2N\pi), N=0, 1, 2$ .....	54
IV.2	$\varphi_{PRS} = \frac{4\pi h_c}{c} f_r + (2N-1), N=0, 1, 2$ .....	54
IV.3	$G = \eta \frac{4\pi S}{\lambda_0^2}$ .....	54

# TABLE DES MATIÈRES

<b>Dédicace</b> .....	i
<b>Remerciements</b> .....	iii
<b>Résumé</b> .....	iv
<b>Liste des abréviations</b> .....	v
<b>Liste des illustrations</b> .....	viii
<b>Liste des tableaux</b> .....	xi
<b>Liste des équations</b> .....	xii
<b>Table des matière</b> .....	xiv
<b>Introduction générale</b> .....	01

## ◆ Chapitre I ◆

### Généralités sur les antennes

I.1. Introduction .....	03
I.2. Historique .....	03
I.3. Définition de l'antenne .....	04
I.4. Le rôle des antennes .....	04
I.4.1. Antenne d'émission .....	04
I.4.2. Antenne de réception .....	04
I.4.3. Réciprocité .....	04
I.5. Comment rayonne une antenne .....	05
I.6. Rayonnement électromagnétique .....	05
I.7. Paramètres de l'antenne .....	06
I.7.1. Les caractéristiques de rayonnement .....	06
I.7.1.1. La bande passante fréquentielle .....	06
I.7.1.2. Le diagramme de rayonnement .....	07
I.7.1.3. L'angle d'ouverture .....	07
I.7.1.4. La directivité .....	08
I.7.1.5. Le gain .....	08
I.7.1.6. Le rendement .....	08
I.7.1.7. La polarisation .....	09
I.7.2. Paramètres électriques des antennes .....	10

I.7.2.1. Impédance d'entrée .....	10
I.7.2.2. Coefficient de réflexion .....	11
I.7.2.3. Rapport d'onde stationnaire .....	11
I.7.2.4. Résistance de rayonnement .....	12
I.8. Classification des antennes .....	12
I.9. Les différents types d'antennes .....	12
I.9.1. Les antennes filaires .....	12
I.9.2. Les antennes planaires .....	13
I.9.3. Les antennes à ouverture rayonnante .....	14
I.9.3.1. Principe .....	14
I.9.3.2. Fentes rayonnantes .....	14
I.9.4. Les antennes à système focalisant .....	14
I.10. Conclusion .....	15

## ◆ Chapitre II ◆

### Généralités sur les antennes imprimées

II.1. Introduction .....	16
II.2. Historique .....	16
II.3. Définition d'une antenne imprimée .....	17
II.3.1. Mécanisme de rayonnement de l'antenne Patch .....	18
II.4. Choix du substrat .....	19
II.4.1. Les matériaux diélectriques utilisés .....	19
II.4.2. Critères de choix du substrat .....	20
II.5. Les paramètres géométriques de l'antenne imprimée .....	21
II.5.1. Antenne patch rectangulaire .....	21
II.5.1.1. Définition .....	21
II.5.1.2. Largeur du patch .....	21
II.5.1.3. Longueur du patch .....	22
II.5.1.4. Longueur effective et fréquence de résonance .....	22
II.5.1.5. Permittivité effective .....	22
II.5.2. Antenne patch circulaire .....	23
II.5.2.1. Définition .....	23
II.5.2.2. Rayon physique et effectif du patch circulaire .....	23



II.5.2.3. Fréquence de résonance .....	24
II.6. Techniques d'excitation .....	24
II.6.1. Excitation avec contact .....	24
II.6.1.1. Sonde coaxiale .....	24
II.6.1.2. Ligne microbande .....	25
II.6.2. Alimentation sans contact (par proximité) .....	25
II.6.2.1. Ligne microbande .....	25
II.6.2.2. Guide d'onde coplanaire .....	26
II.6.2.3. Couplage par fente .....	27
II.7. Méthodes d'analyses des antennes micro rubans .....	29
II.7.1. Méthodes approximatives (analytiques) .....	29
II.7.2. Méthodes rigoureuses (full-wave) .....	29
II.8. Choix de la technologie des antennes microbandes .....	30
II.9. Avantages et inconvénients des antennes microbande .....	30
II.10. Les applications des antennes microbandes .....	31
II.11. Logiciel de simulation des antennes .....	32
II.11.1 Le logiciel CST Microwave Studio .....	32
II.11.2 Le logiciel HFSS d'Ansoft .....	32
II.12. Conclusion .....	33

## ◆ Chapitre III ◆

### Les antennes à gain élevée

III.1 Introduction .....	34
III.2. Antenne cornet .....	34
III.2.1. Définition .....	34
III.2.2. Présentation de l'antenne cornet .....	34
III.2.3. Types des cornets .....	34
III.2.4. Les avantages et les inconvénients .....	35
III.3. Antenne réseau .....	35
III.3.1. Définition .....	35
III.3.2. Principe .....	36
III.4. Antenne lentille .....	37
III.4.1. Définition .....	37

III.4.2. Principe de fonctionnement .....	37
III.4.3. Les avantages .....	39
III.4.4. Les inconvénients .....	39
III.5. Antenne à bande interdite électromagnétique B.I.E .....	40
III.5.1. Structure de l'antenne B.I.E .....	40
III.5.2. Représentation des matériaux B.I.E .....	41
III.5.3. Principe de fonctionnement .....	42
III.5.4. Les applications des antennes B.I.E .....	45
III.5.5. Les avantages et les inconvénients .....	45
III.5.5.1. Avantages .....	45
III.5.5.2. Inconvénients .....	45
III.6. Conclusion .....	45

## Chapitre IV

### Simulation

IV.1. Introduction .....	46
IV.2. Logiciel de simulation .....	46
IV.2.1. Introduction .....	46
IV.2.2. Description du logiciel de simulation .....	46
IV.2.3. Le déroulement dans un projet .....	48
IV.3. Les surfaces partiellement réfléchissantes .....	51
IV.4. Partie simulation .....	54
IV.4.1. Exemple d'une antenne de base .....	55
IV.4.2. Les modèles de PRS .....	55
IV.4.2.1. Modèle n°01 .....	55
IV.4.2.2. Modèle n°02 .....	57
IV.4.2.3. Modèle n°03 .....	59
IV.4.2.4. Modèle n°04 .....	60
IV.4.2.5. Modèle n°05 .....	62
IV.4.2.6. Modèle n°06 .....	63
IV.4.3. Comparaison .....	65
IV.4.4. Les applications des fréquences.....	65
IV.5. Conclusion .....	66

<b>Conclusion générale .....</b>	<b>67</b>
<b>Bibliographies .....</b>	<b>68</b>



*Introduction  
générale*

La communication est le moyen de partager l'information, elle se révèle indispensable depuis l'antiquité. Elle se manifeste au départ par des techniques très simples comme les signaux de fumée. Mais le besoin de communiquer évolue avec le temps. L'homme a besoin de transmettre l'information d'une manière plus précise [82].

Les efforts réalisés pour faire évoluer les moyens de communication aboutissent dans un premier temps à l'invention du télégraphe. En 1793, L'ingénieur français C. Chappe réussit à envoyer le premier message télégraphique sur une distance de 15 km. En 1832, par le peintre américain S. Morse il utilise un code télégraphique « le Morse », avant l'invention du télégraphe électrique la transmission est effectuée par des relais mécaniques [82].

En 1864, le physicien et mathématicien écossais J. Maxwell présente sa contribution au développement et formulation mathématiques des travaux sur l'électricité et le magnétisme réalisés par le physicien et chimiste anglais M. Faraday et le mathématicien et physicien français A.-M. Ampère. Il en tire un ensemble de vingt équations différentielles à vingt variables, réduites plus tard à quatre. Ces équations désormais connues sous le nom d'équations de Maxwell décrivent le comportement du champ électromagnétique ainsi que son interaction avec la matière [82].

Le physicien et homme d'affaires italien G. Marconi s'inspire sur les travaux théoriques de Maxwell, Pour développer son dispositif de télégraphie sans fil et parvient en 1896 à transmettre des ondes radio.

Après la télégraphie et la transmission de l'onde radio, l'invention du circuit imprimé a révolutionné le domaine de l'électronique.

Dans les années 1940, Les composants électroniques initialement volumineux ont commencé à être miniaturisés, notamment avec l'invention du transistor en 1948 et l'invention du circuit intégré en 1959.

Après les premiers ordinateurs, naissent les langages du BASIC et Pascal, le premier nœud du réseau, le réseau local Ethernet... Jusqu'à l'apparition en 1970 du microprocesseur qui permet la miniaturisation de matériel informatique et l'apparition en 1973 du premier micro-ordinateur.

L'antenne constitue un maillon important dans le réseau de télécommunications. En effet, elle permet d'établir une liaison entre deux ou plusieurs points, là où les supports de communication habituels (câbles, fibres optiques...) sont difficiles voire impossible à mettre en œuvre. C'est l'élément qui assure les fonctions d'émission et de réception dans l'espace libre des ondes électromagnétiques véhiculant le signal. Il existe différentes familles d'antennes, chacune ayant son domaine d'utilisation privilégié [82] :

- Les antennes directives sont employées pour des liaisons de type point à point.
- Les antennes omnidirectionnelles et sectorielles pour des liaisons de type point à multipoint.

Dans le domaine des antennes, les antennes micro-ruban se sont distinguées comme activité innovatrice importante durant les vingt dernières années. Ayant longtemps été utilisées uniquement pour les applications militaires, on note, après les années 1990, un intérêt soudain des technologies micro-ruban pour les applications commerciales. Cette ouverture vers les applications commerciales a eu pour effet l'apparition d'un grand nombre de produits destinés aux technologies sans fil sur le marché. Les antennes micro-ruban ont des propriétés qui présentent un certain intérêt pour plusieurs applications commerciales. Établies sur la technologie des circuits imprimés, elles sont très peu coûteuses à produire. La production en série s'avère aisée et leur profil plat leur permet d'être montées dans le même boîtier que le circuit RF. En effet, il est possible qu'elles soient intégrées sur la plaque contenant le circuit radiofréquence ou micro-onde [65].

La problématique de ce travail est comment surmonte les limitations des antennes conventionnelles. Pour ce faire on utilise des surfaces partiellement réfléchissantes PRS devant l'antenne planaire à des distances optimisées.

L'objectif de notre travail est d'améliorer le gain et la largeur de bande de rayonnement. Nous allons étudier et concevoir une antenne patch avec une structure périodique en utilisant le logiciel électromagnétique 3D CST Microwave Studio (Computer Simulation Thecnology). Pour atteindre cet objectif, le présent travail est réparti sur quatre chapitres.

Dans le premier chapitre nous allons présenter des généralités sur les antennes. Puis, nous allons présenter un bref aperçu sur les différents types des antennes.

Le deuxième chapitre est consacré à une description générale des antennes imprimées, leurs propriétés et leurs paramètres géométriques, présentation des méthodes d'analyses et les différentes méthodes d'alimentation, ainsi que les applications et les logiciels de simulation des antennes CST et HFSS.

Dans le troisième chapitre nous allons présenter sur les antennes à gain élevée comme : antenne cornet, antenne réseau, antenne lentille, antenne à bande interdite électromagnétique BIE.

Le dernier chapitre est consacré à la simulation et à la présentation des résultats obtenus. Une description de l'outil de simulation CST Microwave Studio et aussi fournit.

# *Chapitre I*

## *Généralités sur les antennes*

## I.1. Introduction

Les nouveaux systèmes de télécommunications ont très vite montré l'insuffisance des antennes classiques. Les antennes filaires et patches sont intrinsèquement des dispositifs à bande étroite. Leur comportement est très fortement dépendant du rapport de la taille de l'antenne à la longueur d'onde de fonctionnement. Les paramètres systèmes d'une antenne (gain, adaptation, diagramme de rayonnement) souffrent alors du moindre désaccord de la fréquence de fonctionnement. C'est ainsi que la technique s'oriente vers de nouveaux types d'antennes, d'où l'introduction de la notion des antennes multi-bandes dont le principe est d'avoir une seule antenne qui résonne à plusieurs fréquences ce qui permet d'associer en même temps divers services (Exemples : GSM, DCS, UMTS, ... etc.) [1].

## I.2. Historiques

La mise en évidence des phénomènes d'induction par Michael Faraday en 1831 [2] a permis de transmettre des signaux électriques à distance. Ainsi, la bobine qui constitue le cadre peut être considérée comme la première antenne. Il a fallu attendre jusqu'à l'année 1887 la confirmation de la théorie de Maxwell (énoncée en 1873) grâce aux expériences d'Hertz, la théorie selon laquelle les champs électriques et magnétiques se propagent comme la lumière sous forme d'onde [2].

Hertz a réussi à produire et à détecter les ondes décimétriques [3] avec un doublet électrique formant l'éclateur, on peut également noter la présence d'un réflecteur parabolique utilisé pour focaliser un rayonnement, comme en optique. Ainsi, mettant en application les ondes kilométriques, Guglielmo Marconi a utilisé un simple fil relié à un cerf-volant pour franchir les étapes décisives dans le domaine de la radiotélégraphie [3].

L'antenne, l'élément essentiel dans la transmission des signaux TSF sur de longues distances, fut inventée par le russe Popov. Ce dernier a réussi la première transmission et réception d'ondes hertziennes entre divers bâtiments de l'Université de Saint-Petersbourg le 24 mars 1896 [4]. Il a utilisé des antennes d'émission et de réception verticales pour améliorer la réception.

Beaucoup de scientifiques ont fait des études expérimentales et théoriques sur les antennes, on peut en citer :

- ✚ Karl Ferdinand Braun (1850-1918) : prix Nobel de physique avec Marconi en 1909, il a inventé l'oscillographe cathodique, et a également imaginé l'antenne directionnelle.
- ✚ Lee De Forest : il a inventé la triode en 1906, permettant ainsi d'effectuer des liaisons téléphoniques sur de grandes distances.



La première liaison transatlantique a eu lieu en 1901 et en 1915 [5] entre les États-Unis et le Japon (relais à Honolulu).

Les antennes sont demeurées constituées exclusivement par des fils ou des arrangements de fils disposés au sol, suspendus au plus haut des supports disponibles, ceci fut jusqu'à la fin de la première guerre mondiale.

### **I.3. Définition de l'antenne**

L'antenne est un dispositif passif qui permet de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission ou en réception, afin d'assurer la transmission de l'information. On peut le considérer comme des adaptateurs d'impédance entre l'espace et l'émetteur ou le récepteur.

### **I.4. Le rôle des antennes**

#### **I.4.1. Antenne d'émission**

Afin d'assurer la propagation dans l'air, il est nécessaire qu'un dispositif génère une onde rayonnée. Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur [6].

#### **I.4.2. Antenne de réception**

De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée. Elle joue le même rôle qu'un télescope qui capte la lumière issue des étoiles et la transforme [6].

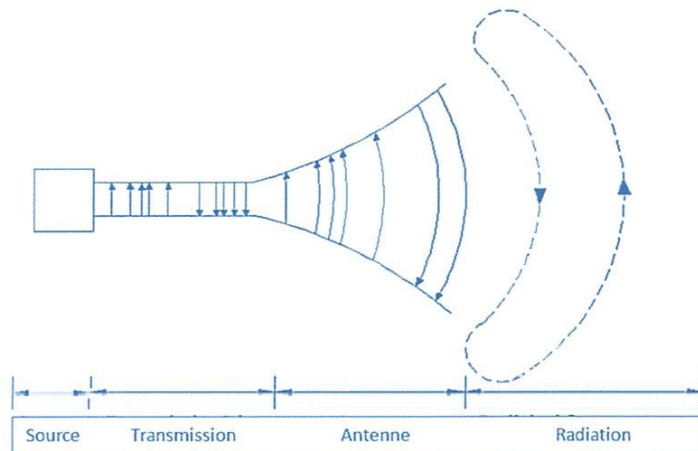
#### **I.4.3. Réciprocité**

Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque. Ceci est une conséquence du théorème de réciprocité. Dans quelques cas exceptionnels pour lesquels les antennes comportent des matériaux non linéaires ou bien anisotropes, elles ne sont pas réciproques. Du fait de la réciprocité des antennes, il ne sera pratiquement jamais fait de différence entre le rayonnement en émission ou en réception. Les qualités qui seront annoncées pour une antenne le seront dans les deux modes de fonctionnement, sans que cela soit précisé dans la plupart des cas [6].

### I.5. Comment rayonne une antenne

Le rayonnement d'une antenne peut être expliqué comme montrait la figure (I.1) qui présente une source de tension connectée à une ligne de transmission à deux conducteurs. Quand une tension sinusoïdale est appliquée à travers la ligne de transmission, un champ électrique est créé qui est sinusoïdal dans la nature et il en résulte la création de lignes de force électriques qui sont tangentiels du champ électrique. L'amplitude du champ électrique est indiquée par la concentration des lignes de force électriques.

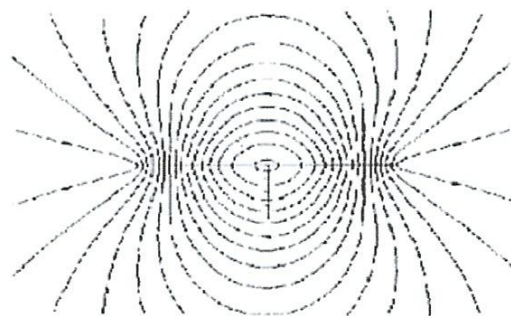
Les électrons libres sur les conducteurs sont déplacés par les lignes électriques de force et le mouvement de ces charges provoque la circulation du courant qui à son tour conduit à la création d'un champ magnétique [7].



**Figure (I.1) :** Rayonnement d'une antenne [65].




### I.6. Rayonnement électromagnétique

Les champs dans la proximité de l'antenne sont extrêmement complexes à analyser. Figure I.2 montre un exemple des lignes de champ produites par une antenne demi-onde [7].



**Figure (I.2) :** Lignes de champs produites par une antenne demi-onde [7].

Nous allons rappeler les trois zones de rayonnement d'une antenne. Pour cela, nous allons considérer une antenne circulaire de diamètre  $D$  suffisamment grand par rapport à la longueur d'onde. L'antenne est excitée par une onde de fréquence fixe. En s'éloignant de l'antenne, on constate qu'il existe trois zones qui sont :

-  La zone de Rayleigh.
-  La zone de Fresnel.
-  La zone de Fraunhofer.

La mesure des caractéristiques de rayonnement devra être effectuée à l'intérieur de cette zone. La densité de puissance décroît alors en  $1/R^2$ , où  $R$  représente la distance entre le centre de phase de l'antenne, où les ondes sphériques sont centrées, et le point d'observation [8].

## I.7. Paramètres de l'antenne

### I.7.1. Les caractéristiques de rayonnement

#### I.7.1.1. La bande passante fréquentielle

La bande passante fréquentielle (Frequency bandwidth FBW) désigne, en respectant certaines caractéristiques, la gamme de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne est conforme à une norme précise. La bande passante elle-même représentant la gamme de fréquence (de part et d'autre de la fréquence centrale) où les caractéristiques de l'antenne approchent celles de la fréquence centrale. Communément dans les communications sans fil, l'antenne doit absolument fournir un coefficient de réflexion plus bas que -10 dB sur sa bande passante de fréquences.

Il existe deux manières d'exprimer la bande passante fréquentielle : la bande passante absolue (ABW) et la bande passante fractionnelle (FBW). Taylor fut le premier à définir l'ULB (Ultra Large Bande). D'après lui, il s'agit des systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative  $B_{\text{frac}}$  (fractional bandwidth) est supérieure ou égale à 0,25. La largeur de bande relative  $B_{\text{frac}}$  se définit comme suit :

$$f_c = \frac{f_i + f_s}{2} \quad (\text{I.1})$$

$$B_{\text{frac}} = 2 * \frac{f_s - f_i}{f_s + f_i} = \frac{BW}{f_c} \quad (\text{I.2})$$

Où :

- $f_c$  : fréquence centrale ;
- $f_s$  : fréquence supérieure de la bande de fréquences ;

- $f_i$  : fréquence inférieure de la bande de fréquences.

Suivant cette définition de Taylor, un signal ULB doit donc occuper une largeur de bande  $BW=f_s-f_i$  supérieur ou égale à 25% par rapport à sa fréquence centrale.

### I.7.1.2. Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation de la façon dont l'antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace. La direction du maximum de rayonnement est appelée l'axe de rayonnement de l'antenne.

La représentation de cette fonction donne les caractéristiques du rayonnement dans l'espace. Classiquement, on a pris l'habitude de représenter le diagramme de rayonnement dans deux plans perpendiculaires qui sont : le plan E et le plan H (figure (I.3)). Le plan E est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique, le plan H est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique [9].

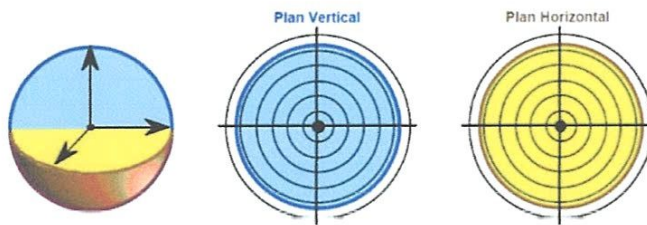


Figure (I.3) : Représentation de diagramme de rayonnement 3D, E et H [12].

### I.7.1.3. L'angle d'ouverture

L'angle de rayonnement est défini comme l'angle (en degrés) pour lequel une antenne directive va fournir un gain à 3dB près de la valeur du gain dans la direction de rayonnement maximal [10].

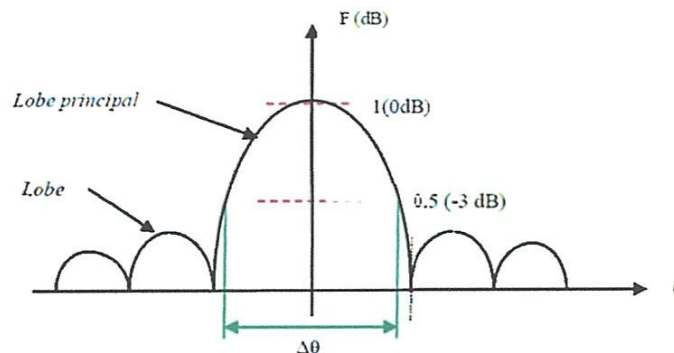


Figure (I.4) : Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes [12].

Lorsque l'antenne présente un lobe principal assez fin, la plus grande partie de la puissance rayonnée se trouve à l'intérieur des deux directions (-3dB). Autrement dit, l'angle d'ouverture  $\Delta\theta$  nous donne plus de renseignements sur la finesse du lobe et la qualité du rayonnement [11].

#### I.7.1.4. La directivité

Elle indique les directions dans lesquelles la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope, elle est égale au rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction  $(\theta, \Phi)$  à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle pour une même puissance totale rayonnée.

$$D(\theta, \Phi) = 4\pi \frac{P(\theta, \Phi)}{\eta P_a} \quad (I.3)$$

On dira donc qu'une antenne fortement directive quand l'antenne admet une faible ouverture de rayonnement, et qu'une antenne faiblement directive admet une large ouverture de rayonnement [12].

#### I.7.1.5. Le gain

D'une façon générale, une antenne rayonne une puissance qui varie en fonction de la direction considérée. On appelle gain  $G(\theta, \Phi)$  d'une antenne dans une direction  $(\theta, \Phi)$ , le rapport de la puissance  $P(\theta, \Phi)$  dans cette direction à la puissance  $P_o(\theta, \Phi)$  que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation [11], il est donné par la relation:

$$G(\theta, \Phi) = P(\theta, \Phi)/P_o(\theta, \Phi) = 4\pi P(\theta, \Phi)/P_a \quad (I.4)$$

Le gain et la directivité sont liés par l'équation suivante :

$$G(\theta, \Phi) = \eta D(\theta, \Phi) \quad (I.5)$$

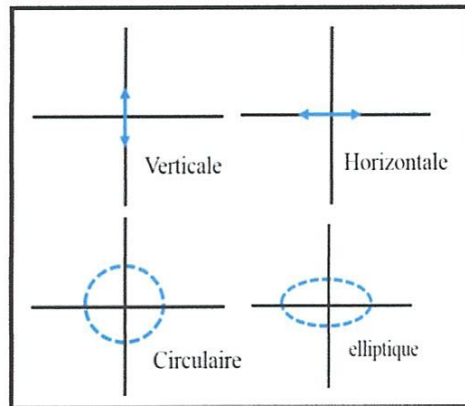
#### I.7.1.6. Le rendement

Pour une antenne donnée, la puissance rayonnée  $P$  est généralement inférieure à la puissance d'alimentation  $P_a$ , le rendement d'une antenne est alors défini comme étant le rapport de la puissance totale  $P$  [13] qu'elle rayonne à sa puissance d'alimentation ( $P_a$ ) On la note  $\eta$  :

$$\eta = P/P_a \quad (I.6)$$

### I.7.1.7. La polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est indiquée par la direction du champ électrique  $E$ . Si la direction du champ électrique reste constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne. Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si en un point donné on schématise les positions successives de  $E$ , l'extrémité du vecteur représentatif décrivant un cercle ou une ellipse, figure (I.5). Dans ce cas, le champ rayonné sera donc à polarisation circulaire ou elliptique. On rencontre de tels champs dans les antennes utilisées en radars et télécommunications spatiales.



**Figure (I.5) :** Les différentes polarisations du champ électromagnétique [65].

Dans le tableau (I.1), nous présentons les caractéristiques de chacun des types de polarisations :

Polarisation Horizontale	Polarisation Verticale	Polarisation Circulaire
<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Peu de bruit électrique.</li> <li>☞ Meilleure sensibilité aux signaux faibles.</li> <li>☞ Angle de rayonnement généralement plus élevé par rapport au sol favorisant ainsi de bons contacts locaux.</li> <li>☞ Grands espaces requis pour le déploiement.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Bruit électrique plus présent dans les bandes HF.</li> <li>☞ Optimisation de l'espace occupé par l'antenne.</li> <li>☞ Nécessite généralement un bon plan de terre (Ground, masse).</li> <li>☞ Plus enclin à causer de l'interférence dans les bandes HF.</li> <li>☞ Angle de rayonnement plus bas.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☞ Génère deux polarisations en phase pour éviter les pertes en traversant l'ionosphère et pour compenser la rotation des satellites.</li> <li>☞ Rarement utilisée pour des contacts au sol.</li> </ul>

**Tableau (I.1) :** Les caractéristiques de chacun des types de polarisations [1].

## I.7.2. Paramètres électriques des antennes

### I.7.2.1. Impédance d'entrée

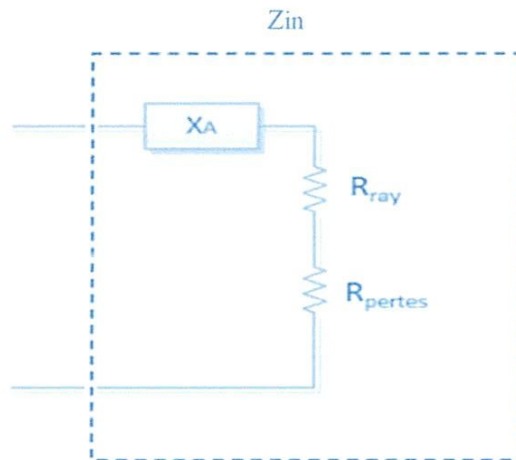
L'impédance d'entrée d'une antenne est définie comme le rapport entre la tension et le courant aux bornes de l'antenne ou comme le rapport entre les composantes appropriées des champs électriques et magnétiques. L'expression de l'impédance d'entrée d'une antenne ( $Z_{in}$ ) se décompose en une partie réelle ( $R_{in}$ ) et une partie imaginaire ( $X_{in}$ ) et s'écrit comme suit [9] :

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (I.7)$$

$Z_{in}$  : L'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

La partie réelle de l'impédance ( $R_{in}$ ) regroupe une partie due aux pertes ohmiques et diélectriques des matériaux et la résistance de rayonnement de l'antenne et elle s'écrit comme suit [9] :

$$R_{in} = R_{perte} + R_{ray} \quad (I.8)$$



**Figure (I.6) :** Représentation de l'impédance de l'antenne [9].

Pour s'assurer que la puissance a été transférée de l'alimentation vers l'antenne, il est nécessaire d'avoir une adaptation d'impédance. Le transfert maximal de puissance est obtenu lorsque l'impédance de l'alimentation est égale à l'impédance conjuguée de l'antenne et comme ( $S_{11}$ ) est fonction de la fréquence alors ( $Z_{in}$ ) varie aussi avec la fréquence. Cette impédance d'entrée en fonction de  $S_{11}$  est donnée par la formule [9] :

$$Z_{in} = Z_c \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})} \quad (I.9)$$

Avec :  $Z_c$  l'impédance caractéristique.

### I.7.2.2. Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion d'une antenne représente le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies.

Pour une antenne d'impédance ( $Z_{in}$ ), reliée à la source par une ligne d'impédance caractéristique ( $Z_c$ ), le coefficient de réflexion ( $\Gamma$ ) peut être défini comme suite [9] :

$$S_{11} = \Gamma = \frac{(Z_{in} - Z_c)}{(Z_{in} + Z_c)} \quad (I.10)$$

Avec :  $Z_c = 500 \text{ ohm}$ .

Le module du coefficient de réflexion est souvent exprimé en décibel (dB) et est noté  $|S_{11}|$  et se définit comme suit [9] :

$$|S_{11}|_{dB} = 20 \log(S_{11}) \quad (I.11)$$

Le coefficient de réflexion permet de connaître la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers l'infini, plus l'antenne est adaptée. Souvent, la fréquence de résonance d'une antenne est celle où le coefficient de réflexion est minimal [9].

### I.7.2.3. Rapport d'onde stationnaire

Les lignes de transmission permettent aux ondes électromagnétiques de se propager dans les deux directions. Quand la source, la ligne de transmission et la charge ont toutes la même impédance, l'onde électromagnétique se propage de la source à la charge sans aucune perte du signal. Par contre, si la source n'a pas la même impédance par rapport aux autres éléments de la chaîne de transmission, une partie de l'onde sera réfléchi lorsqu'elle atteint la charge et renvoyée vers la source. Dans ce cas, les ondes incidentes et réfléchies se superposent et engendrent une onde stationnaire [1].

Si on peut caractériser par (+V) l'onde propageant vers l'avant et par (-V) l'onde en retour, alors le taux ou le rapport d'onde stationnaire sera défini par [1] :

$$ROS = \frac{(+V)+(-V)}{(+V)-(-V)} \quad (I.12)$$

Il est lié au coefficient de réflexion  $\Gamma$  par la relation [1] :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (I.13)$$



### I.7.2.4. Résistance de rayonnement

S'il est possible de connaître le courant  $I_Q$  en un point  $Q$  de cette antenne, nous définissons la résistance de rayonnement en ce point par le rapport [1] :

$$R_Q = 2P_r / I_Q^2 \quad (\text{I.14})$$

Avec :  $P_r$  est la puissance active rayonnée par l'antenne.

## I.8. Classification des antennes

Les antennes sont réparties en plusieurs catégories selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau, et la bande passante, tableau (I.2). Ainsi, on les classe comme suit [6] :

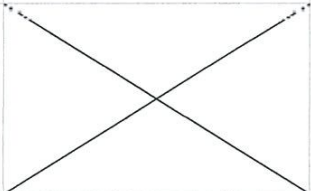
Les formes ou géométries	Le gain	La forme de faisceau	La largeur de bande
<u>Antennes filaires</u> Dipôle, Boucle, Spirale	<u>Gain élevé</u> Planaire	<u>Omnidirectionnelle</u> Dipôle	<u>Bande large</u> Spirale
<u>Antennes à ouverture</u> Cornet, Fente	<u>Gain moyen</u> Cornet	<u>Faisceau étroit</u> Planaire	<u>Bande étroite</u> Patch, Fente
<u>Antennes imprimées</u> Patch, Dipôle imprimé, Spirale	<u>Gain bas</u> Dipôle, Fente, Patch	<u>Faisceau large :</u> Antenne réseau	

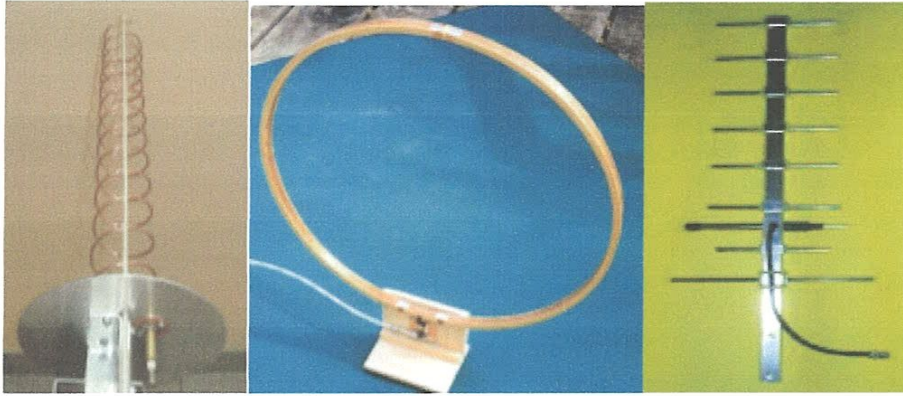
Tableau (I.2) : Classification des antennes.

## I.9. Les différents types d'antennes

### I.9.1. Les antennes filaires

Les antennes filaires existant actuellement sont le plus souvent réalisées à partir du groupement de conducteurs rectilignes, circulaires ou hélicoïdaux (antennes du type Yagi, hélice ou boucle) (figure (I.7)) [13].

Des antennes filaires quart d'onde à structure hélicoïdale sont parfois utilisées dans le but de réduire l'encombrement de l'aérien. D'autres structures de types monopôle  $5/8$  d'onde sont aussi utilisées pour obtenir un rayonnement directif et un gain plus élevé [13].

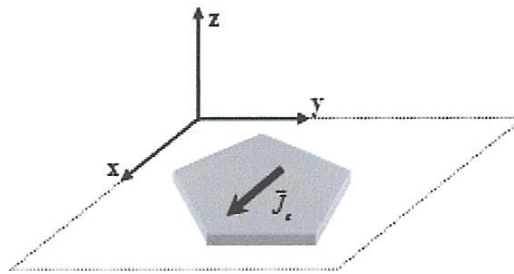


**Figure (I.7) :** Exemple d'antennes filaires : hélice, boucle et Yagi [13].

En général, les antennes filaires sont employées en présence d'un réflecteur métallique ou tout simplement du sol pour de nombreuses applications telles que la radiodiffusion FM, la radiocommunication avec les mobiles ainsi que pour certains systèmes de radionavigation et mobiles embarqués. Leur inconvénient réside surtout dans leurs dimensions, la faible bande passante et dans l'efficacité de rayonnement réduite [13].

### 1.9.2. Les antennes planaires

Les antennes planaires se définissent comme des structures rayonnantes pouvant être représentées en deux dimensions dans un repère cartésien (figure (I.8)). Ces antennes sont largement utilisées en technologie imprimée, sous forme de structures micro rubans pour différents types d'applications [13].



**Figure (I.8) :** Structure d'une antenne planaire et le courant schématisé [13].

Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antenne : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. En effet, la conformation facile et leur compatibilité avec l'intégration de circuits actifs, font qu'elles sont particulièrement adaptées pour réaliser des systèmes compacts de réception-émission ou de larges réseaux d'antennes.

Quant aux caractéristiques, ces antennes présentent des propriétés de rayonnement identiques à celles du monopole et leurs bandes passantes peuvent être relativement importantes [13].

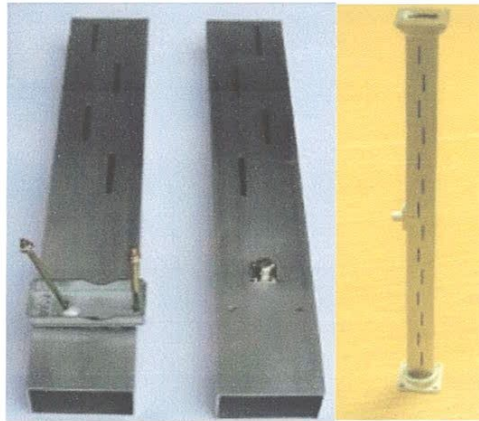
### I.9.3. Les antennes à ouverture rayonnante

#### I.9.3.1. Principe

Les champs  $(\vec{E}_s, \vec{H}_s)$  créés dans l'ouverture par un système interne rayonnent vers l'extérieur. Le diagramme de rayonnement obtenu n'est autre que la transformée de Fourier spatiale de la répartition des courants dans l'ouverture [13].

#### I.9.3.2. Fentes rayonnantes

Les antennes à fentes sont en général alimentées par des guides (figure (I.9)) ou des lignes micro rubans. Elles constituent un résonateur avec des modes de résonances duaux de ceux des antennes imprimées. Elles sont en général utilisées en réseau [13].



**Figure (I.9) :** Exemples d'antennes à fente rayonnante [13].

### I.9.4. Les antennes à système focalisant

Un système focalisant transforme une onde sphérique produite par une source élémentaire placée en son foyer en une onde plane sur l'ouverture de l'antenne permettant ainsi d'avoir un gain maximum pour une envergure donnée. Deux types de systèmes sont particulièrement utilisés : la lentille et le réflecteur parabolique [13].

Dans le cas d'un réflecteur parabolique, la focalisation s'effectue en réflexion (figure (I.10)) alors que dans le cas de la lentille celle-ci est effectuée en transmission (figure (I.11)) [13].

L'ensemble des rayons issus du foyer, qui sont transmis ou réfléchis (suivant le focaliseur choisi) émergent parallèlement à l'axe de l'antenne. Dans un plan (P) orthogonal à cet axe situé en sortie de focaliseur, tous les rayons ont parcouru le même chemin optique. Ce faisceau de rayons délimite donc, dans ce plan, une ouverture équivalente circulaire équiphase de diamètre (D). Une antenne à système focalisant peut être assimilée en première approximation à une antenne à ouverture rayonnante. Le gain est directement lié aux dimensions de l'ouverture rayonnante équivalente affectée de pertes. L'insertion de plusieurs sources au voisinage du foyer du focaliseur permet de générer une multitude de faisceaux [13].

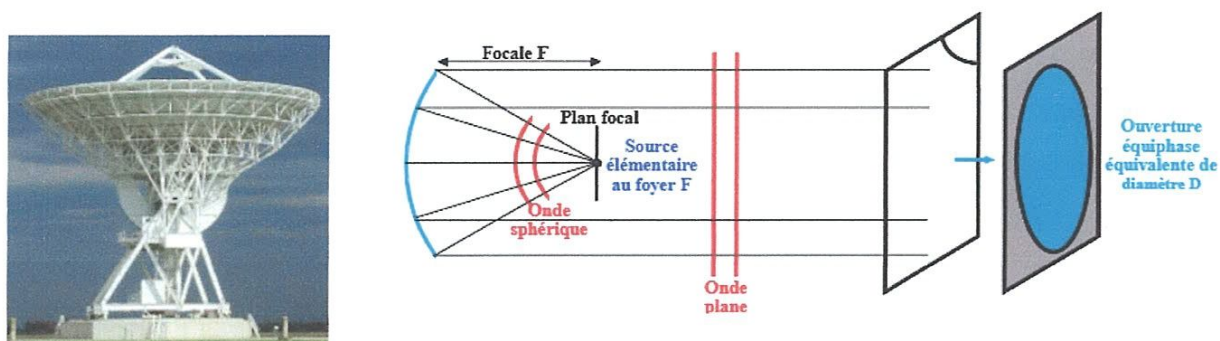


Figure (I.10) : Réflecteur parabolique : système focalisant en réflexion [13].

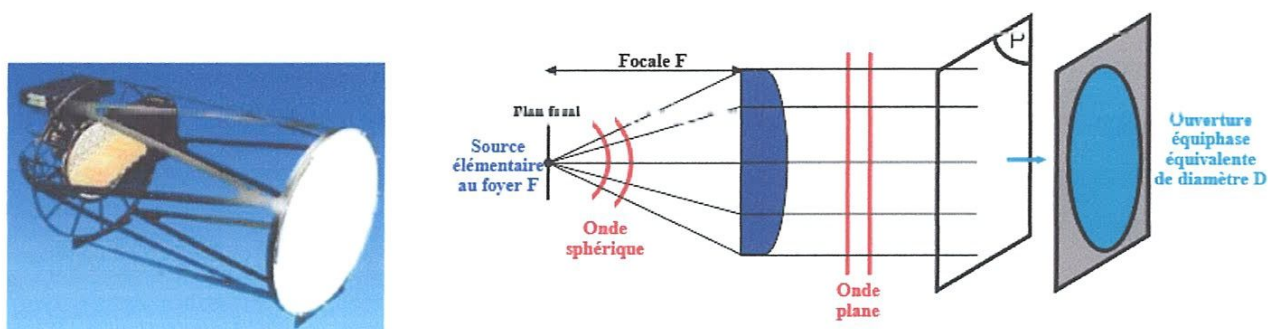


Figure (I.11) : Lentille : système focalisant en transmission [13].

## I.10. Conclusion

Dans ce chapitre les antennes et leurs paramètres ont été discutées et présentées : le diagramme de rayonnement, l'angle d'ouverture, la directivité, le gain et la polarisation...etc. Dans le prochain chapitre, les antennes imprimées vont être bien détaillées.

# *Chapitre II*

*Généralités sur  
les antennes  
imprimées*

## II.1. Introduction

Dès l'origine, l'antenne est l'élément qui est utilisé pour diffuser les ondes électromagnétiques par rayonnement. Elle joue deux rôles réciproques : la transmission et la réception. Ainsi, dans une chaîne de communications sans fil, elle est toujours le premier élément dans une chaîne de réception ou le dernier élément d'une chaîne d'émission. Il y a une grande variété de techniques pour réaliser les antennes, chacune d'elles possède ses propres caractéristiques et sert à une application bien déterminée.

Ce chapitre se propose de présenter la technologie imprimée de manière générale. On commence tout d'abord par l'historique, une définition et choix du substrat, par la suite, les techniques d'alimentation déployées et les méthodes d'analyse. Ensuite, choix de la technologie des antennes imprimées et quelques avantages et inconvénients. On clôture le chapitre par un bref aperçu des domaines d'application et les logiciels de simulation : CST, HFSS.

## II.2. Historique

Le concept des antennes micro rubans fut initialement proposé en 1953 par Deschamps aux Etats Unis d'Amérique et en France par Guttan et Baissimot en 1955 [14]. Un peu plus tard le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip-lines fût observé et étudié par Lewin en 1960 [1]. 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 [15].

Par la suite, les caractéristiques des patches micro-ruban rectangulaires furent publiées par Howell. De son côté, Weinschel, développa plusieurs géométries de patches micro-ruban pour l'usage en réseau cylindrique [16]. Les travaux additionnels sur les éléments basiques du micro-ruban furent publiés en 1975. Le travail de Nunson dans le développement des antennes micro rubans a montré que celui-ci était un concept pratique s'étalant à d'autres problèmes relatifs à d'autres systèmes d'antennes.

Le modèle mathématique d'un micro-ruban basique fut initialement réalisé à travers l'application de l'analogie avec les lignes de transmission pour patches rectangulaires simples. Le diagramme de rayonnement d'un patch circulaire fut analysé et le résultat publié par Corver. La première analyse mathématique d'une grande variété de patches de micro-ruban fut publiée en 1977 par Lo et Al. À la fin des années 70, les antennes micro-ruban sont devenues plus connues et utilisées dans divers systèmes de communication. De nos jours, elles sont très utilisées dans les

appareils téléphoniques, les ordinateurs portables, les systèmes embarqués (missiles, fusées, satellites, etc.....).

### II.3. Définition d'une antenne imprimée

En général, une antenne imprimée (figure (II.1)) est constituée d'un plan de masse, d'une ou de plusieurs couches de substrat pouvant avoir des permittivités ( $\epsilon_r$ ) égales ou différentes avec hauteur ( $h$ ) [11].

Les caractéristiques du substrat diélectrique (permittivité  $\epsilon_r$ , pertes diélectriques, etc.), les dimensions du conducteur métallique supérieur (longueur ( $L$ ) et largeur du rectangle ( $W$ ), rayon du disque ( $r$ ), l'épaisseur ( $t$ ), etc. ...) sont les grandeurs qui caractérisent l'antenne imprimée.

La surface contient un élément rayonnant de géométrie quelconque (rectangle, cercle, carré, ...). Il existe plusieurs mécanismes d'excitations qui permettent d'avoir des diagrammes de rayonnements en polarisations linéaires ou circulaires [11].

Les substrats diélectriques ont généralement une faible permittivité ( $\epsilon_r \leq 3$ ) pour faciliter et favoriser le rayonnement, tout en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse [11].

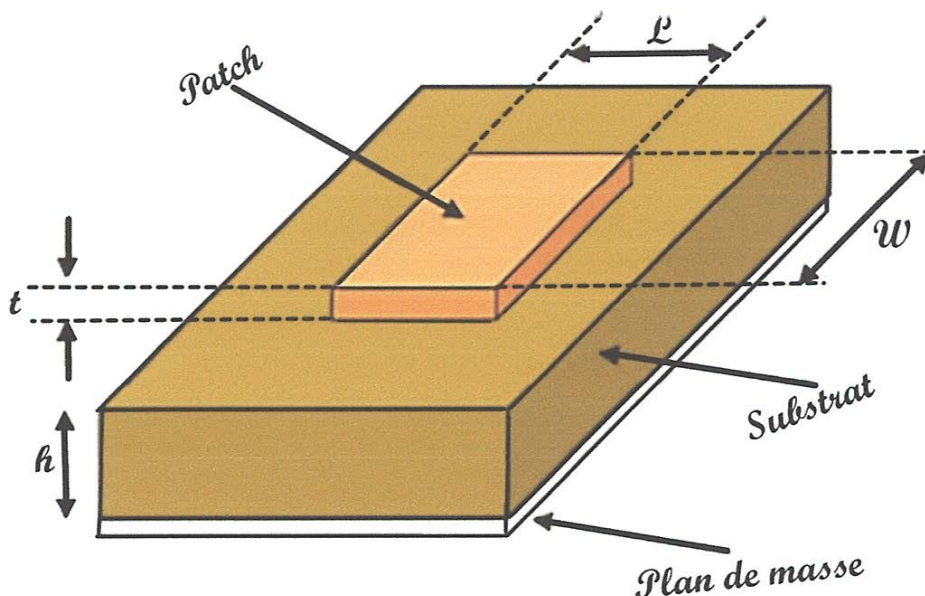


Figure (II.1) : Aspect d'une antenne micro ruban [25].

En pratique, les formes des éléments rayonnants les plus utilisés sont montrés sur la (figure (II.2)), leurs dimensions sont faibles de l'ordre de  $\lambda/2$  à  $\lambda$ .

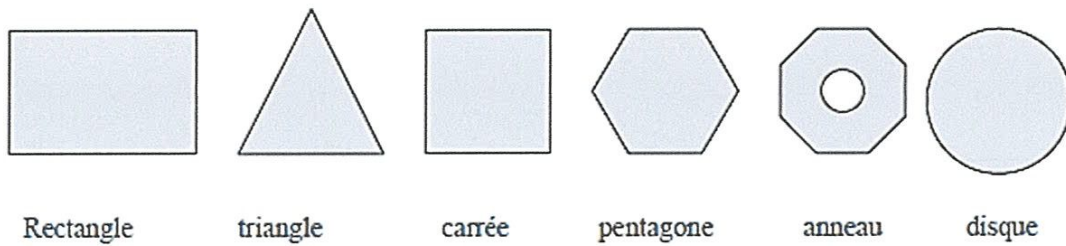


Figure (II.2) : Divers types d'éléments rayonnants [64].

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

### II.3.1. Mécanisme de rayonnement de l'antenne Patch

L'onde électromagnétique qui naît de l'excitation de la ligne d'alimentation se propage tout au long pour rencontrer l'élément rayonnant qui est en général plus large que la ligne. On a alors une distribution de charges qui s'établit au-dessus et en dessous de l'élément, entre le plan de masse et le substrat (voir figure (II.3)).

Le cas représenté sur la figure (II.3) correspond au mode fondamental de l'antenne. Ces distributions, associées aux densités des courants engendrent une distribution des champs électriques représentés à la figure (II.4) dans le mode fondamental [17].

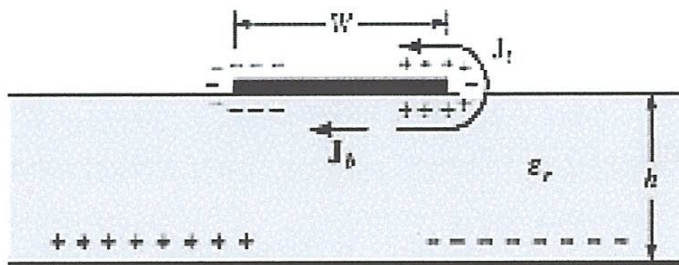


Figure (II.3) : Distribution de charges [12].

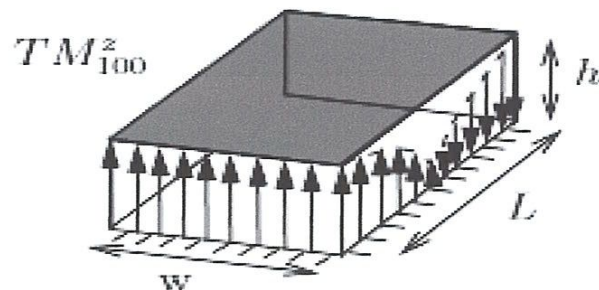


Figure (II.4) : Distribution de champ électrique [12].



## II.4. Choix du substrat

Les substrats possèdent aussi des qualités en tant que métaux, leurs propriétés électromagnétiques sont caractérisées essentiellement par trois grandeurs physiques : conductivité, constante diélectrique relative, angle de perte. Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux et doivent être compatibles avec le matériau de patch [19].

Dans le cas où le matériau du patch de l'antenne est normal comme le cuivre, la permittivité relative du substrat varie de 1 à 12.

Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grandes épaisseurs et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité et une bande passante large. Mais, les pertes par onde de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante. Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes permettant la minimisation des ondes de surface et des radiations non désirées. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat.

Dans le cas où le matériau de patch est supraconducteur, le substrat doit être monocristallin, de préférence isotrope pour permettre de limiter les défauts lors de la croissance du supraconducteur. Ainsi que les pertes diélectriques doivent être les plus faibles possible. Les tangentes de pertes des substrats employés sont généralement inférieures à  $10^{-5}$  à  $T=77$  K [18].

### II.4.1. Les matériaux diélectriques utilisés

Les principales catégories de matériaux diélectriques utilisés sont [21] :

- a) **Les matériaux semi-conducteurs** : du type Arséniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si), la surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, destinées à des applications dans le domaine millimétrique.
- b) **Les matériaux ferromagnétiques** : ces matériaux comprennent les substrats ferrite. L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.
- c) **Les matériaux synthétiques** : la plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques, une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ( $\tan \delta < 0,003$ ). Cependant, les pertes deviennent vite importantes lorsque l'on monte en fréquence ( $\tan \delta > 0,01$  à 26.5

GHz). Un exemple de ces matériaux : le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc...

- d) **Les matériaux céramiques** : couramment employés pour les circuits micro rubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine ( $Al_2O_3$ ) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellente qualité de surface et de rigidité mais sont cassants et donc fragiles. Leurs permittivités sont pour la plupart élevées et ils présentent de faibles pertes  $\tan\delta = 10^{-3}$ .
- e) **Les matériaux TMM (Thermoset Microwave Material)** : ces matériaux constitués de résines chargées de différents composants céramiques de faibles pertes ( $\tan\delta < 0.0018$ ) pour des permittivités respectivement égales à 3.25, 4.5, 6.5, 9.8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.
- f) **Les matériaux photoniques** : depuis le début des années soixante, un nouveau type de matériaux, les cristaux photoniques (matériaux à permittivité périodique) font l'objet d'une grande effervescence dans le monde scientifique. Or, la grande majorité des recherches portant sur ces matériaux ont été effectuées par des physiciens dans le cadre d'études de dispositifs optiques. Actuellement, les chercheurs s'intéressent à une application dans le domaine des microondes. Il s'agit de concevoir une antenne imprimée sur une cavité constituée par des matériaux photoniques, ces derniers peuvent réduire les ondes de surface.

#### II.4.2. Critères de choix du substrat

La conception des antennes imprimées dans le domaine des ondes millimétriques est guidée par les critères suivants, pour le choix du substrat [20], [21] :

- ✚ Possibilité d'excitation par onde de surface.
- ✚ Effets de la constante et de la tangente de perte diélectrique sur la dispersion.
- ✚ Importance des pertes par diélectrique et par conducteur.
- ✚ Anisotropie dans le substrat.
- ✚ Effets de l'environnement tel que la température, l'humidité, ...
- ✚ Conditions mécaniques : Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques, conserver sa forme originale. Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus parfait possible.

- ✚ Coût de fabrication.

En hyperfréquences, les caractéristiques principales d'un substrat sont :

- ✚ L'épaisseur  $h$ .
- ✚ La constante diélectrique  $\epsilon_r$ .
- ✚ Le coefficient de dilatation thermique (en ppm/°C).
- ✚ Le facteur de dissipation (tangente delta).
- ✚ La conductivité thermique (en W/m. °K).

## II.5. Les paramètres géométriques de l'antenne imprimée

### II.5.1. Antenne patch rectangulaire

#### II.5.1.1. Définition

La conception de l'antenne est basée sur la transformation d'une antenne rectangulaire simple à bande passante réduite en une structure répondant au critère de bande passante, en introduisant quelques perturbations sur sa géométrie [22-23]. Pour un patch rectangulaire, la bande passante dépend généralement de la géométrie de l'antenne, la permittivité relative du substrat  $\epsilon_r$  ainsi que son épaisseur  $h$ . La technique d'élargissement de bande passante la plus simple est la réduction du facteur de qualité [24].

#### II.5.1.2. Largeur du patch

La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par contre, elle joue un rôle pour l'impédance d'entrée (sur le bord) de l'antenne (équation (II.1)) et la bande passante à ses résonances [25] :

$$R_{IN} = 90 \frac{(\epsilon_r)^2}{\epsilon_r - 1} \left( \frac{L}{W} \right)^2 \quad (II.1)$$

Pour permettre un bon rendement de l'antenne, une largeur  $W$  pratique est [40] :

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (II.2)$$

Avec  $(c)$  est la vitesse de la lumière ( $c = 3 \times 10^8$  m/s).

### II.5.1.3. Longueur du patch

La longueur du patch détermine les fréquences de résonance de l'antenne. Il ne faut surtout pas oublier de retrancher deux fois la longueur  $\Delta L$  qui correspond au débordement des champs [25].

$$L = \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (\text{II.3})$$

### II.5.1.4. Longueur effective et fréquence de résonance

Il est déjà mis au Claire que les champs des bords font que les dimensions du patch se voient électriquement supérieures à ses dimensions physiques. Une approximation de cette quantité de longueur est donnée par [26] :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{eff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\varepsilon_{eff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \quad (\text{II.4})$$

La longueur effective  $L_{eff}$  sera donc :

$$L_{eff} = L + 2 \Delta L \quad (\text{II.5})$$

Où  $L$  est la longueur résonante du patch,  $W$  est sa largeur,  $h$  et  $\varepsilon_{eff}$  sont l'épaisseur du substrat et sa permittivité effective du milieu, respectivement.

La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (\text{II.6})$$

### II.5.1.5. Permittivité effective

Pour  $W/h > 1$  :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{(\varepsilon_r+1)}{2} + \frac{(\varepsilon_r-1)}{2} \left[ 1 + 12 \frac{W}{h} \right]^{-1/2} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$\varepsilon_{eff}$  : Permittivité effective.

$\varepsilon_r$  : Permittivité relative.

$h$  : Epaisseur de substrat.

$W$  : Largeur du patch, pour une efficacité de rayonnement  $W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}}$

## II.5.2. Antenne patch circulaire

### II.5.2.1. Définition

La structure générale d'une antenne patch micro ruban circulaire alimentée par sonde est représentée dans la figure (II.5). Pour l'application de l'alimentation par sonde coaxiale, l'épaisseur de substrat 'h' devrait être petite et la constante diélectrique devrait être assez grande se sorte que l'antenne devienne à bande étroite. En conséquence, n'importe quelle variation dans la fréquence de résonance de l'antenne deviendra plus claire, et facile à mesurer. L'alimentation par câble coaxiale est choisie pour isoler les résultats des changements physiques de l'alimentation, c'est parce que n'importe quel changement des dimensions de la structure d'antenne change la dimension de la ligne micro ruban et en conséquence, l'impédance d'alimentation et également la fréquence de l'antenne changera [4].

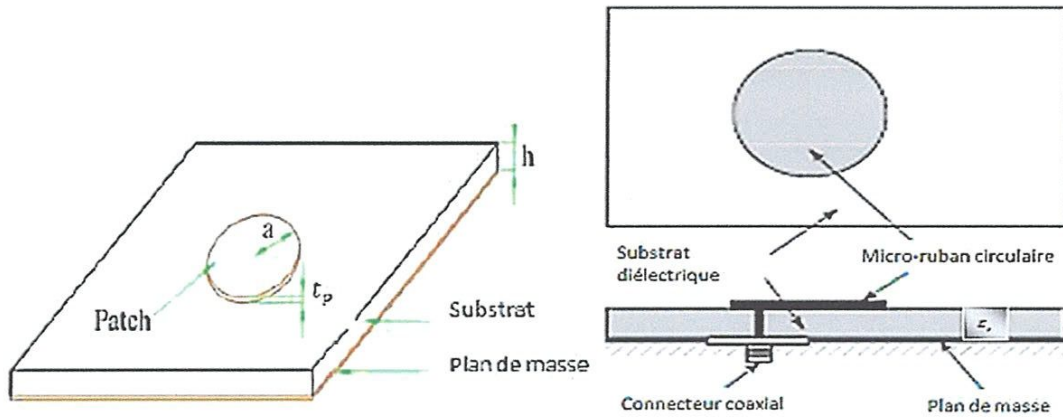


Figure (II.5) : antenne patch micro ruban circulaire [8].

### II.5.2.2. Rayon physique et effectif du patch circulaire

Le rayon réel du patch est indiqué par :

$$a = \frac{F}{\left(1 + \frac{2h}{\pi F \epsilon_r} \left[ \ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right)^{1/2}} \quad (\text{II.8})$$

$$F = \frac{8.791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.9})$$

L'équation (II.8) ne prend pas en compte l'effet marginal. Depuis le marginal rend le patch électriquement plus grande, le rayon effectif du patch est employé et est donné par :

$$a_e = a \left( 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[ \ln\left(\frac{\pi a}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right)^{1/2} \quad (\text{II.10})$$

### II.5.2.3. Fréquence de résonance

La relation de la fréquence de résonance d'une antenne patch circulaire en fonction du rayon effectif  $a_e$ , l'épaisseur de substrat  $h$  et la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  [27] :

$$f_r = \frac{1.2412c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.11})$$

Où  $c$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre et  $a_e$  est le rayon effectif de l'antenne.

## II.6. Techniques d'excitation

L'alimentation des antennes microbandes, repose essentiellement sur deux classes d'excitation; excitation avec contact et excitation sans contact. Dans les méthodes d'excitation avec contact, la puissance est acheminée aux patchs rayonnants en utilisant un élément de contact tels le câble coaxial et la ligne microbande. Dans la deuxième classe d'excitation, le couplage électromagnétique est utilisé pour transmettre la puissance de la ligne microbande au patch rayonnant. Les quatre techniques d'alimentation les plus utilisées sont la ligne microbande, sonde coaxiale, couplage par fente et couplage de proximité [29-30].

### II.6.1. Excitation avec contact

#### II.6.1.1. Sonde coaxiale

Le câble de la sonde coaxiale traverse le plan de masse et le substrat. Le conducteur central est connecté sur l'élément rayonnant, et le conducteur extérieur est connecté au plan de masse [31] comme monter dans la figure (II.6). Cette alimentation est très utilisée avec les patchs de forme circulaire et annulaire.

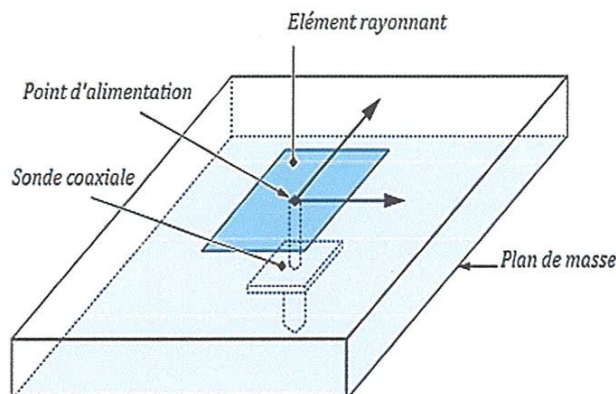
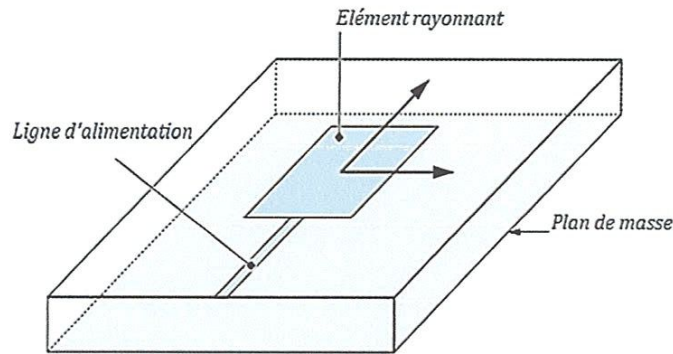


Figure (II.6) : Alimentation du patch par un câble coaxial [32].

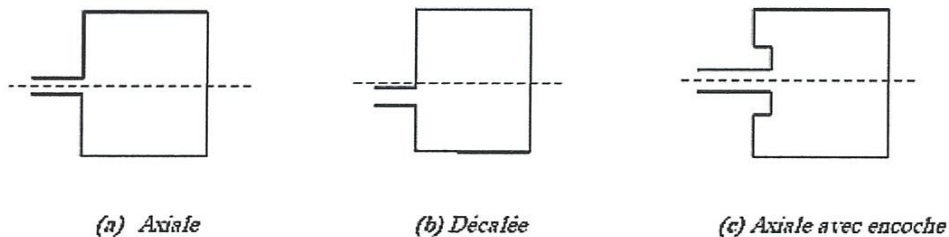
### II.6.1.2. Ligne microbande

Faite par une ligne microbande de largeur plus petite par rapport au patch, cette ligne est gravée avec le patch en même temps, figure (II.7). Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [31].



**Figure (II.7) :** Alimentation du patch par une ligne microbande [32].

L'alimentation peut se faire par la connexion directe à une ligne microbande (Figure (II.7)), dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie, si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats [28], [31]. Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes.



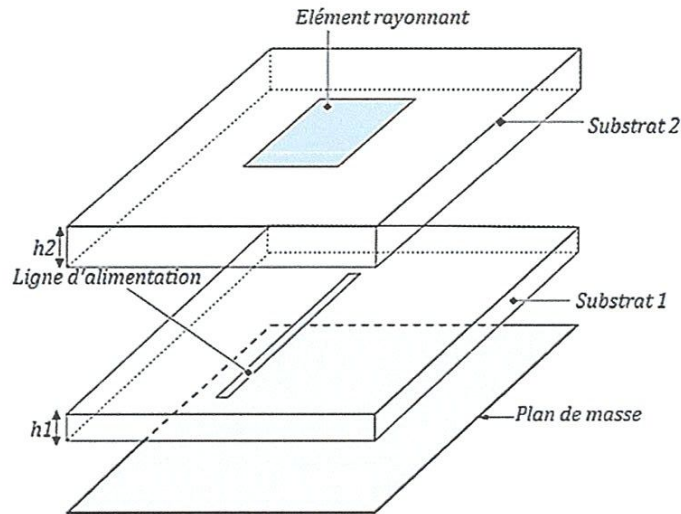
**Figure (II.8) :** L'alimentation par une ligne microbande [32].

## II.6.2. Alimentation sans contact (par proximité)

### II.6.2.1. Ligne microbande

La ligne d'alimentation se trouve entre les deux substrats diélectriques (en sandwich), (figure (II. 9)), le patch à la façade supérieure du substrat supérieur et le plan de masse à la façade inférieure du substrat inférieur ; le couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch. Il

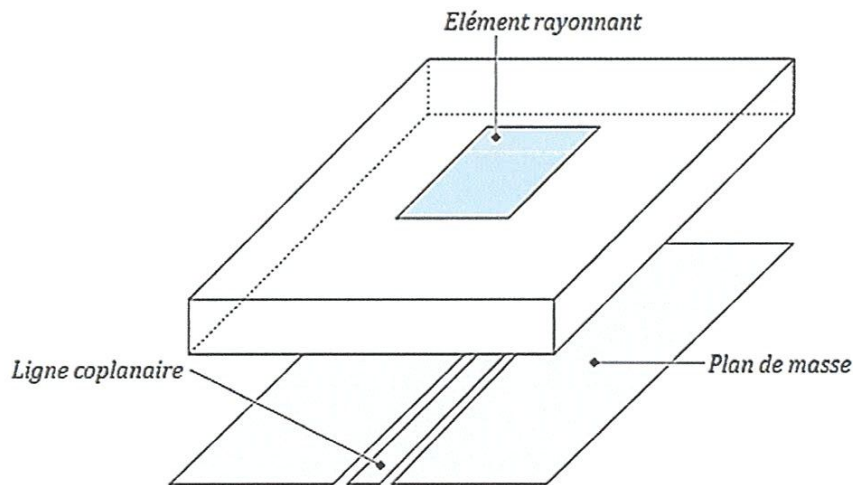
Il y a d'autres possibilités de ce type d'alimentation où le patch rayonnant et la ligne microbande d'alimentation sont séparés par le plan de masse, le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une ouverture dans le plan de masse.



**Figure (II.9) :** Alimentation du patch par une ligne microbande en sandwich, couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch [32].

### II.6.2.2. Guide d'onde coplanaire

L'élément rayonnant se trouve sur la face supérieure du substrat de fente rayonnante. La ligne d'alimentation et le plan de masse se trouvent à la même façade inférieure du substrat, figure (II.10).

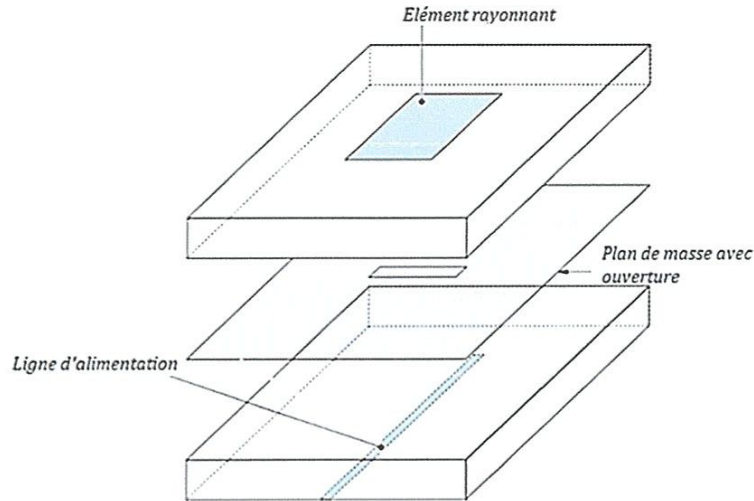


**Figure (II.10) :** Alimentation du patch par un guide d'onde coplanaire [32].



### II.6.2.3. Couplage par fente

Une ligne est disposée au-dessus du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous le patch afin que l'énergie amenée par la ligne soit communiquée à l'antenne, figure (I.11).



**Figure (II.11) :** Alimentation du patch par le couplage par fente [32].

Le tableau (II.1) résume les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation :

Caractéristiques	Alimentation par ligne micro ruban	Alimentation par câble coaxial	Alimentation par couplage de proximité
Rayonnement parasite d'alimentation	Plus	Plus	Minimum
Fiabilité	Meilleure	Bonne	Faible à cause de la soudure
Facilité de fabrication	Facile	Nécessite une soudure et un perçage	Nécessité d'alignement
Adaptation d'impédance	Facile	Facile	Facile
Bande passante	2-5%	2-5%	13%

**Tableau (II.1) :** Comparaison des différentes techniques d'alimentation [25].

Une comparaison entre l'alimentation avec contact (sonde coaxiale et la ligne microbande) et l'alimentation sans contact (par couplage, guide d'onde coplanaire, et le couplage par fente), se résume dans le tableau suivant :

Méthodes		Avantages	Inconvénients
Alimentation avec contact	Sonde coaxial	<ul style="list-style-type: none"> <li>- pas de pertes par rayonnement de ligne.</li> <li>-sélection possible d'un mode privilégié.</li> <li>-obtention d'une impédance d'entrée adéquate par positionnement de la sonde.</li> <li>-prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur.</li> <li>-technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-dans le cas de substrat épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde affecte la bande passante.</li> <li>-partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte.</li> <li>-technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique.</li> </ul>
	Ligne microbande	<ul style="list-style-type: none"> <li>-procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation.</li> <li>-adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-rayonnement parasite de la discontinuité ligne-aérien.</li> <li>-rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique.</li> <li>-structure figée après gravure.</li> </ul>
Alimentation Sans contact	Par couplage	<ul style="list-style-type: none"> <li>-dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens.</li> <li>-bande passante plus large par augmentation de la hauteur.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-deux couches de substrat requises.</li> <li>-difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur.</li> </ul>
	Guide d'onde coplanaire	<ul style="list-style-type: none"> <li>-procédé technologique simple.</li> <li>-facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante.</li> <li>-faible rayonnement arrière.</li> <li>-transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et circuits MMIC.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique.</li> </ul>
	Couplage par fente	<ul style="list-style-type: none"> <li>-réalisation du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes.</li> <li>-séparation électromagnétique des deux couches.</li> <li>-possibilité d'élargir la bande passante en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-technologie plus couteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation).</li> <li>-rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément.</li> </ul>

**Tableau (II.2) :** Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations [32].

## II.7. Méthodes d'analyses des antennes micro rubans

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes microbandes. La plupart de ces méthodes peuvent être classées dans une des deux catégories : méthodes approximatives et méthodes rigoureuses (Full-wave) [29].

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 [33].

Les méthodes rigoureuses tiennent compte de tous les mécanismes importants de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficace. 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 [33].

### II.7.1. Méthodes approximatives (analytiques)

Les méthodes approximatives prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Parmi ces méthodes, on cite :

- ✚ Le modèle de la ligne de transmission ;
- ✚ Le modèle de la cavité.

### II.7.2. Méthodes rigoureuses (full-wave)

Ces méthodes sont les plus utilisées récemment. Elles sont basées sur la distribution du courant électrique sur le conducteur. Parmi ces méthodes, on cite [32]:

- ✚ La méthode des différences finies ;
- ✚ La méthode des éléments finis ;
- ✚ Le système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la méthode des moments ;
- ✚ La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation d'intégrale.

## II.8. Choix de la technologie des antennes microbandes

Actuellement, les antennes imprimées deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration [35-36]. Parmi les avantages de cette technologie d'antennes, on peut citer : le faible poids, leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes [34]. De plus la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes imprimées dans les applications de la communication mobile.

## II.9. Avantages et inconvénients des antennes microbande

Les antennes microbandes ont de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques et par conséquent plusieurs applications dans la large gamme de fréquences allant de 100MHz à 50GHz sont réalisables. Parmi ces avantages, on peut citer [15], [5], [37], [28] :

- ✚ Faible poids, petit volume, configuration planaire, faible épaisseur ;
- ✚ Faible coût de fabrication, production en masse possible ;
- ✚ Ces antennes peuvent être placées sur les missiles, les fusées et les satellites sans modification importantes ;
- ✚ Les antennes ont de petites aires de rayonnement ;
- ✚ La polarisation linéaire comme pour le cas des antennes plaques rectangulaire et circulaire (gauche ou bien droite) est possible avec de légers changements dans la position de l'alimentation ;
- ✚ L'utilisation de deux fréquences de travail est possible ;
- ✚ Les antennes microbandes sont compatibles avec les constructions modulaires (Composants monolithiques tels que les oscillateurs, les alternateurs variables, les interrupteurs, les modulateurs, les mélangeurs, les déphaseurs et peuvent être adaptées directement sur le substrat) ;
- ✚ Les lignes d'alimentation et les circuits d'adaptation d'impédance sont fabriqués simultanément avec la structure de l'antenne.

Comme les antennes microbandes ont des avantages ; elles ont aussi quelques inconvénients comparés aux antennes micro-ondes classiques tels que [28], [14], [38-39] :

- ✚ Bande passante étroite ;
- ✚ Gain plus faible dû aux pertes ;
- ✚ La plupart des antennes microbandes rayonnent par un demi-plan ;
- ✚ Limitations pratiques sur le gain (au maximum à 20dB) ;
- ✚ La performance du rayonnement longitudinal est faible ;
- ✚ L'isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation est faible ;
- ✚ Possibilité d'excitation des ondes de surface ;
- ✚ Capacité de manipulation à faible énergie.

Néanmoins il existe des moyens substantiels qui peuvent minimiser les effets de certains de ces inconvénients : par exemple l'excitation à onde de surface [15], [40] peut être éliminée, en prenant des précautions lors de la conception et de la fabrication.

L'insertion d'un trou métallisé [41] entre l'élément rayonnant et le plan de masse permet d'élargir la bande passante et de remédier aux problèmes des décharges électrostatiques et d'écoulement thermique.

## II.10. 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. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications [40].

Parmi ces applications on cite :

- ✚ Les télécommunications par satellite ;
- ✚ La commande et contrôle ;
- ✚ La télémétrie par missile ;
- ✚ Les équipements portatifs ;
- ✚ Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes ;
- ✚ Les antennes d'émission utilisées en médecine ;
- ✚ Les récepteurs satellites de navigation.

## II.11. Logiciel de simulation des antennes

Il existe plusieurs méthodes pour concevoir les antennes et analyser les résultats obtenus. Deux techniques sont les plus utilisées pour résoudre les équations de Maxwell. La méthode des éléments finis (FEM) qui est utilisée par le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) d'ANSOFT et la technique des intégrales finis (FIT) qui est utilisée par le logiciel CST Microwave Studio. Ces deux logiciels sont des simulateurs solides, versatiles et applicables à une grande variété de structures. Malheureusement, ceci souvent nécessite un temps de calcul long et une grande capacité de mémoire.

### II.11.1 Le logiciel CST Microwave Studio

Le logiciel CST (Computer Simulation Technology) Microwave Studio 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, FIT discrétise spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Afin de résoudre ces équations numériquement de calcul sont définies. 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 matière de temps de calcul [42].

### II.11.2 Le logiciel HFSS d'Ansoft

HFSS (High Frequency Structure Simulator) d'ANSOFT est un simulateur de structure 3D capable de modéliser de manière précise des circuits qui ont des plans de masse finie, des formes arbitraires, des matériaux différents et des diélectriques ayant des épaisseurs finies. HFSS utilise la méthode des éléments finis (FEM) à laquelle est incorporée une fonction de discrétisation adaptive pour générer les solutions. La FEM permet à HFSS de pouvoir solutionner des structures 3D de formes irrégulières et modéliser une grande quantité de matériel diélectrique. La FEM subdivise le modèle fourni par l'utilisateur en un nombre fini de sous régions et d'éléments. Dans HFSS, l'élément de base est un tétraèdre régi par des fonctions locales, une solution approximative est développée en se basant sur les conditions aux frontières et les excitations. Il combine tous les éléments de solutions de champs dans une seule matrice qu'il va résoudre. En théorie, la précision de la FEM est sans limite. Mais une grande précision demande un grand nombre d'éléments ; donc

de ce fait un temps de calcul important et une grande mémoire sont exigés. Un compromis entre la bonne précision et le temps de calcul doit être pris en considération [43].

## II.12. Conclusion

Les antennes ont des caractéristiques et des propriétés qui déterminent leur valorisation. Plusieurs techniques existent pour les réaliser. Alors, pour assurer un bon fonctionnement, il faut choisir celle la plus adaptée à l'application envisagée.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les antennes imprimées, un bref historique sur les antennes imprimées, l'évolution technologique des patches, les avantages et les inconvénients, différentes techniques d'alimentation, ainsi que les méthodes d'analyse les plus utilisées à des structures microbandes de forme quelconque sont présentés.

Dans le prochain chapitre on présente les antennes à gain élevé : cornet, antenne réseau, antenne lentilles et les antennes à bande interdite électromagnétique (B.I.E).

# *Chapitre III*

*Les antennes  
à gain élevée*



### III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons parler sur les antennes à gain élevé qui sont : antenne cornet, antenne réseau, antenne lentilles, antenne à bande interdite électromagnétique BIE.

### III.2. Antenne cornet

#### III.2.1. Définition

Une antenne cornet est une antenne de forme cylindrique, conique ou pyramidale employée pour des liaisons directes ou comme antenne source pour éclairer un réflecteur parabolique.

Les antennes cornets sont encore largement utilisées dans le domaine des microondes, en particulier dans les bases de mesures, les sources primaires des réflecteurs paraboliques et dans des applications qui nécessitent une large bande passante [4].

#### III.2.2. Présentation de l'antenne cornet



Figure (III.1) : Une antenne cornet.

L'antenne est constituée de gauche à droite, de la partie « raccord » avec le guide d'onde et la source appelée « flange » ou « bride » en français puis une partie guide d'onde (ou pas) et du cornet proprement dit. Les dimensions des guides d'onde sont déterminées par leurs fréquences d'utilisation, par exemple pour 10 GHz (Bande X), et sont standardisées selon la forme [44].

#### III.2.3. Types des cornets

- a) *Le cornet à lentille* : afin de tendre vers le gain maximum réalisable, une lentille est quelque fois placée en sortie du cornet. Elle a pour rôle de compenser l'écart de phase pour obtenir en sortie un champ équiphase, et donc une directivité améliorée [17].

- b) *Le cornet à bords recourbés* : afin de limiter la diffraction par les arêtes de l'ouverture du cornet, les bords peuvent être arrondis vers l'extérieur. On limite ainsi les perturbations du diagramme dues à la diffraction [17].
- c) *Le cornet corrugué* : en corruguant convenablement les parois du cornet situées dans le plan E, on montre qu'on peut imposer des conditions aux limites analogues à celles du plan H, à savoir : Plan H : champ E tangentiel nul, et Plan E : champ E normal nul. Dans ces conditions, la distribution en amplitude du champ électromagnétique dans l'ouverture est pratiquement identique dans chaque plan. Il en résulte une identité des diagrammes de rayonnement, particulièrement utile si on souhaite générer de la polarisation circulaire [17].
- d) *Le cornet conique* : il peut présenter, par rapport au cornet pyramidal, des modes de fonctionnement propres aux guides circulaires.

#### III.2.4. Les avantages et les inconvénients

Comme les autres types d'antennes, l'antenne cornet a des avantages et des inconvénients. Malheureusement, ces antennes ont des inconvénients résumés par son encombrement dû au manque d'espace surtout dans les appareils de communication (téléphone cellulaire) et son poids. D'autre part, ce type d'antenne a une bande passante et un gain importants [4].

### III.3. Antenne réseau

#### III.3.1. Définition

Une antenne réseau est un ensemble d'antennes identiques (appelées « éléments ») distribuées dans un espace, de façons uniformes ou non, et reliées entre elles au niveau du récepteur. Ce dernier utilise donc, à un même instant, les données provenant de tous les éléments pour ne fournir qu'une seule donnée de sortie [45].

Les antennes réseaux permettent, avec l'utilisation de processeurs dédiés au traitement du signal numérique, de plus en plus puissants et à coût de plus en plus abordable, de synthétiser des diagrammes de rayonnement en fonction de nombreux paramètres [45] :

- ✚ Direction du signal
- ✚ Puissance et direction des interférences
- ✚ Niveau des lobes secondaires .... etc.

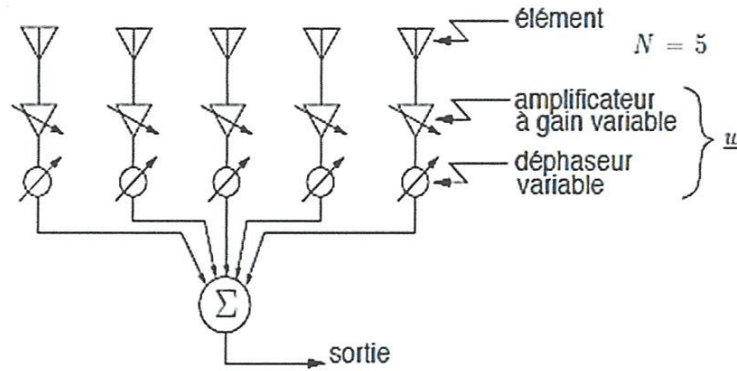


Figure (III.2) : antenne réseau en réception [63].

L'antenne réseau synthétise une antenne de dimensions dépendante de l'espace occupé par l'ensemble des éléments constituants. En fait, on obtient une antenne dont la distribution en courant est discrète plutôt que continue : chaque élément forme un point d'échantillonnage spatial. Ayant accès directement à chaque antenne, cela revient à choisir la distribution discrète de courant voulue ; sous la forme continue, ne pouvant modifier le courant sur chaque élément différentiel, la distribution de courant est imposée. La figure (III.2) montre une telle antenne en réception. On remarque les deux organes de contrôle sur chaque élément : l'atténuation et le déphaseur qui règlent l'amplitude et l'argument du courant d'alimentation respectivement.

L'antenne réseau est adaptée bien aux techniques numériques de traitement du signal qui la rendent versatile et programmable [45].

### III.3.2. Principe

L'énergie est distribuée entre les diverses sources selon une loi donnée grâce à un répartiteur qui distribue le signal sur chaque élément avec une amplitude et une phase connue. Des déphaseurs commandables peuvent être insérés entre les éléments rayonnants et le répartiteur pour former un réseau phasé. Les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement variés selon le besoin des utilisateurs (figure (III.3)).

La mise en réseau des éléments rayonnants permet une augmentation du gain. En effet, l'utilisation de  $N$  éléments permet de multiplier par  $N$  le gain de l'élément élémentaire. La pondération de phase relative sert à diriger le lobe principal dans une direction donnée. La pondération en amplitude permet de diminuer le niveau des lobes secondaires et de conformer la

Ceci conduit à définir des classes de lentilles en fonction de leur indice et peut aussi selon la géométrie de leur ouverture (lentille cylindrique ou sphérique à ouverture circulaire qui nous intéressera précisément) et le nombre de sources les alimentant [53].

Il en ressort donc que les lentilles peuvent présenter des performances très intéressantes pour les antennes dans le domaine millimétrique, même si des choix appropriés de configuration de lentilles et de matériaux devront être faits pour y parvenir [53].

#### III.4.3. Les avantages

- ✓ Les antennes lentilles sont utilisées dans le domaine millimétrique pour les mêmes types applications pour leurs performances en matière de fort gain  $>30\text{dB}$ , de largeur de bande, de faibles lobes secondaires, d'efficacité et de polarisation croisée.
- ✓ La flexibilité du dessin est un atout important. Les lentilles offrent par rapport aux réflecteurs la possibilité de jouer sur la géométrie des deux surfaces sur le choix de l'indice de réfraction pour adapter l'architecture de la lentille à une application donnée [51].
- ✓ La rigidité mécanique de la structure est également améliorée car, du fait que l'on peut placer la lentille et les sources dans un boîtier solidarissant l'ensemble, le système global est moins sensible aux perturbations. Le boîtier sert de blindage protecteur et la lentille peut être utilisée comme radome [53].
- ✓ On peut parler des qualités des performances de l'antenne avec des sources défocalisées car certaines formes de lentilles autorisent le déplacement de la source par rapport au foyer idéal sans dégradation excessive des caractéristiques de rayonnement des faisceaux désaxés [48], [51].

#### III.4.4. Les inconvénients

- ✓ Les lentilles comportent cependant des inconvénients limités dans le cas des réflecteurs. Les raisons pouvant jouer en défaveur des lentilles [50-51] sont les pertes par réflexions sur ses interfaces.
- ✓ De plus, les lentilles permettent d'atteindre des gains un peu moins élevés (de 1 à 2 dB).
- ✓ Il y a tout d'abord les pertes par débordement (pertes par spillover) correspondant à l'énergie rayonnée par la source qui n'est pas interceptée par la lentille ou la parabole, figure (III.6) [53].

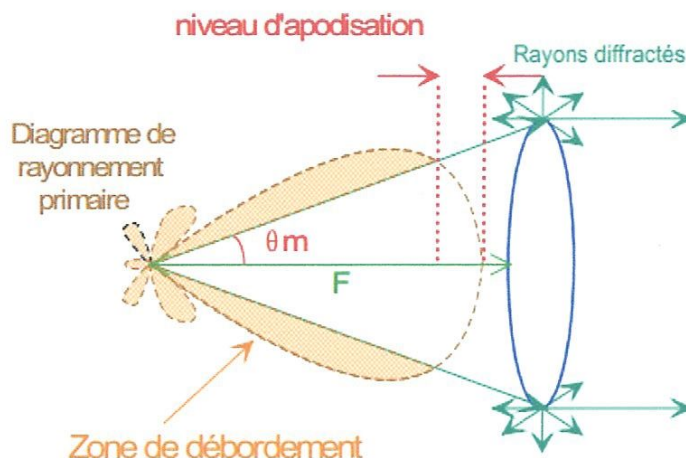


Figure (III.6) : pertes par spillover [53].

- ✓ Les réflexions sur les interfaces de la lentille sont également à prendre en compte [51] : ces réflexions multiples pouvant induire des couplages entre la source et la lentille sont responsables d'une remontée des lobes secondaires.

Malgré ces quelques inconvénients qu'il convient de réduire autant que possible, les antennes lentilles sont utilisées dans de nombreux domaines. À l'origine, ces antennes sont employées comme système de correction de phase sur les réflecteurs, on les trouve maintenant aussi bien dans les services de communication civils ou militaires, les radars, le contrôle à distance, la radiométrie... [50-51].

Pour réduire ces inconvénients, des améliorations peuvent être apportées : l'application d'un traitement anti-réflexion des surfaces permet de réduire les pertes par réflexions, des lentilles contrôlant l'apodisation aident à fixer le diagramme secondaire et en particulier un très bas niveau de lobes secondaires et un gain supérieur (exemple de lobes  $< -35$  dB et de gain à 36 dBi donné par LEE en [52]), le zonage sur une ou les deux faces des lentilles diminue le poids et l'encombrement [49-51].

### III.5. Antenne à bande interdite électromagnétique B.I.E

#### III.5.1. Structure de l'antenne B.I.E

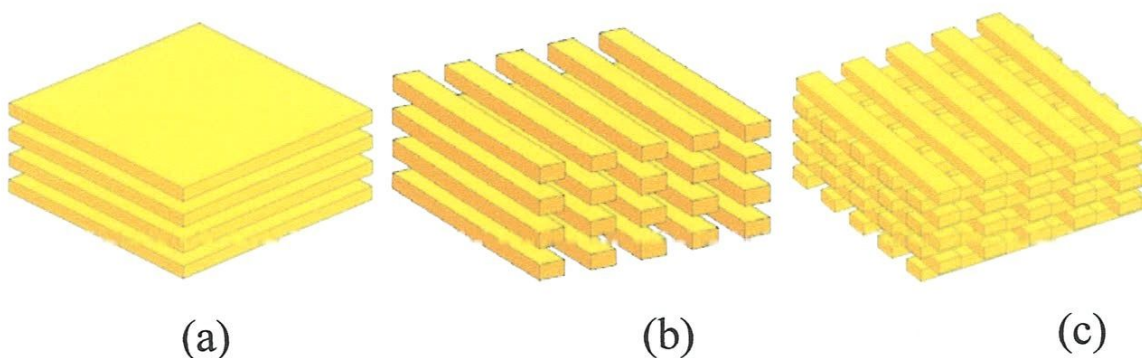
Les antennes à résonateur BIE sont constituées d'un plan de masse métallique, et d'un matériau semi-réfléchissant positionné au-dessus du plan de masse métallique avec une distance généralement proche de  $\lambda/2$ . Cet ensemble constitue une cavité résonante qui est excitée par une

source. En effet, le fonctionnement de cette structure est considéré de trois manières différentes majeures [54].

### III.5.2. Représentation des matériaux B.I.E

Les matériaux à bande interdite Electromagnétique ont été définis comme des structures diélectriques ou métalliques périodiques composées d'un empilement de deux ou plusieurs matériaux. Cette périodicité peut exister dans une, deux ou trois dimensions, figure (II.7), réparties sur des réseaux carrés, triangulaires ou hexagonaux. Pour les structures unidimensionnelles on retrouve ce que les opticiens appellent un miroir de Bragg, figure (II.8) [55].

En effet, c'est le physicien anglais William Bragg qui a réussi en 1915 à réfléchir 99,5% de l'énergie incidente, à partir d'un empilement de couches diélectriques d'épaisseur  $\lambda g/4$ . Ce phénomène s'explique par les multiples réflexions constructifs à l'intérieur de chaque interface [55].



**Figure (III.7) :** Différents exemples de matériaux BIE classés suivant leur degré de périodicité : (a) matériaux 1D, (b) matériaux 2D, et (c) matériaux 3D [62].

L'analogie entre les équations de Schrödinger et les équations de Maxwell [63] a permis d'analyser les propriétés électromagnétiques de matériaux à bandes interdites électromagnétiques bidimensionnelles. Des outils permettant de caractériser ces structures périodiques ont été proposés par Brillouin [55].

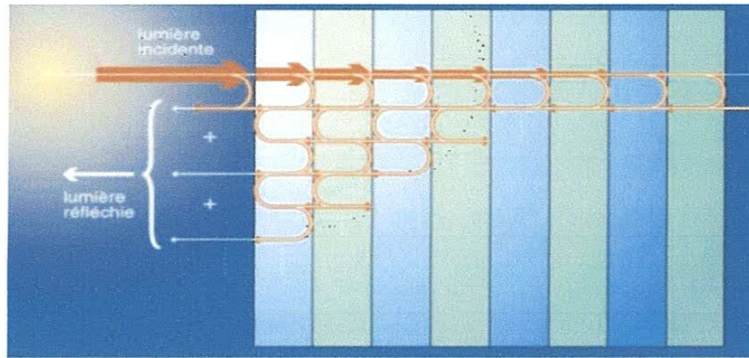


Figure (III.8) : Principe du miroir de Bragg [56].

En Fait, c'est E.Yablonovitch [65, 66] et S.Jhon [67] qui ont montré séparément et sur des contextes différents la possibilité de créer une bande de fréquences interdite à partir d'un agencement périodique des matériaux diélectriques, d'où le nom de matériaux à Bandes Interdites Photoniques. L'idée consiste à réaliser un empilement particulier de sphères ou de cubes répartis en 2D ou en 3D. Ces derniers permettent, au contraire de structures 1D, de contrôler la propagation de l'onde dans toutes les directions et pour toutes les polarisations possibles [55].

Depuis, de nombreux travaux ont été réalisés sur l'étude des matériaux périodiques et leurs applications dans les domaines optiques et micro-ondes. Les matériaux BIP ont un grand intérêt dans le domaine d'optique. Nous nous intéressons ici uniquement au domaine micro-ondes pour lequel les structures périodiques sont facilement réalisables. En effet, les technologies existantes sont mieux adaptées à ces longueurs d'onde. Ces structures ont récemment été utilisées pour réaliser des filtres, des guides d'ondes et des antennes à Bande Interdite Electromagnétiques (BIE en français, EBG en anglais) [55].

### III.5.3. Principe de fonctionnement

Il existe actuellement trois modèles de fonctionnement différents pour expliquer le principe d'une antenne B.I.E. On distingue la méthode Fabry-Pérot, celle de la théorie des ondes de fuite (Leaky waves) et la méthode des B.I.E à défaut. C'est cette dernière méthode qui est utilisée à XLIM. Cependant, les résultats obtenus avec chaque approche sont équivalents [56].

Pour expliquer le fonctionnement d'une antenne B.I.E, nous allons partir d'une version unidimensionnelle des B.I.E décrites par Yablonovitch. Cette structure consiste en un empilement périodique de lames diélectriques séparées par de l'air (figure (III.9)). L'épaisseur des lames est  $\lambda g/4$  et l'espacement entre chaque est  $\lambda 0/4$  [56].

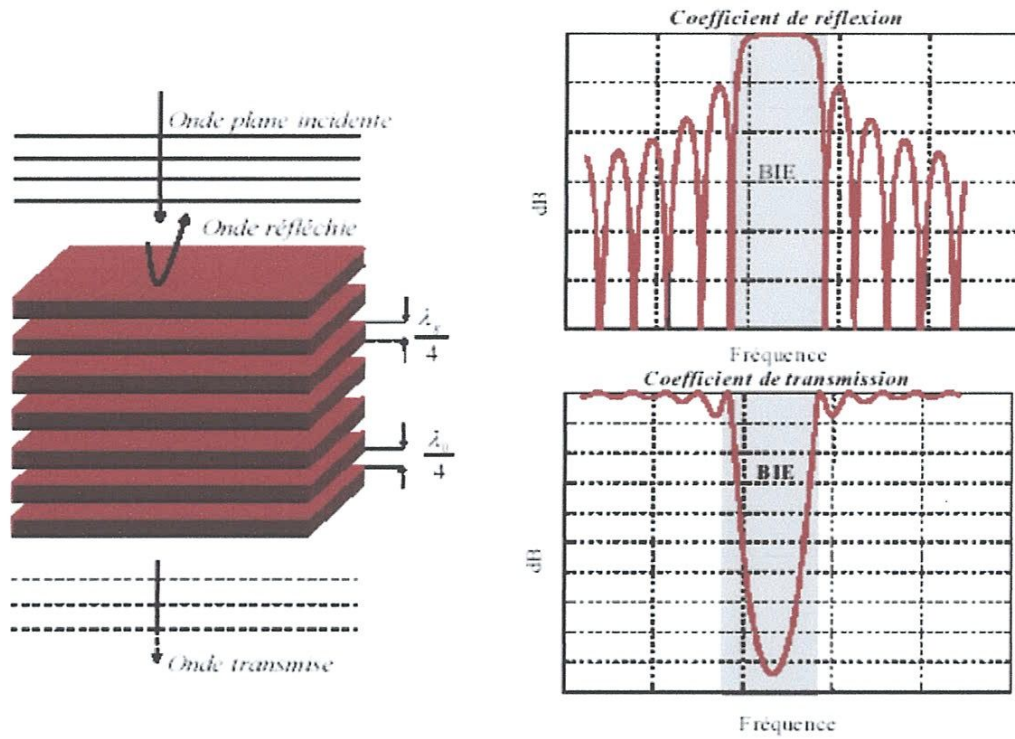


Figure (III.9) : Coefficient de réflexion et de transmission d’une structure B.I.E 1D [56].

Dans cette configuration, lorsqu’une onde plane illumine la structure, elle est complètement réfléchié si la fréquence de travail se situe dans la bande interdite électromagnétique. En dehors, l’onde est transmise ou partiellement transmise [56].

Si la périodicité est rompue, par exemple en enlevant la plaque de diélectrique située au milieu (figure (III.10)), un défaut de périodicité est créé, et une bande de fréquences permise apparaît dans la bande interdite [56].

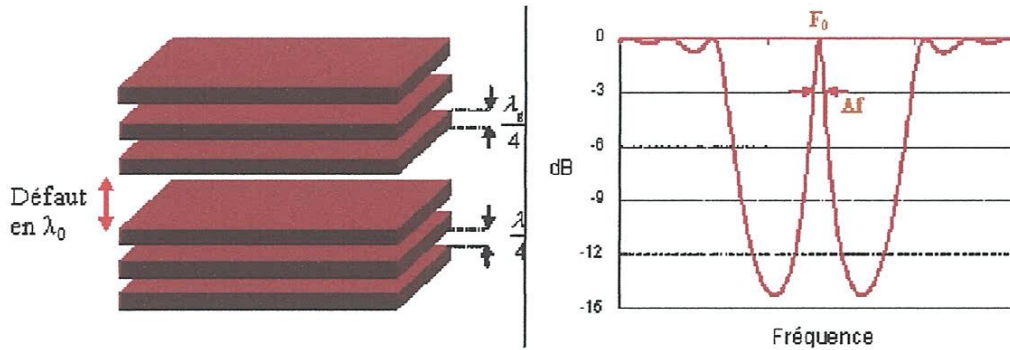
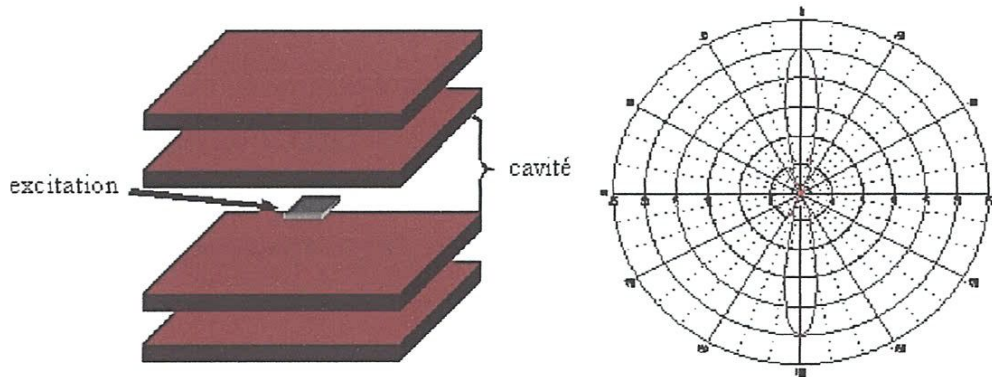


Figure (III.10) : Coefficient de réflexion et de transmission d’une structure B.I.E. 1D à défaut [56].

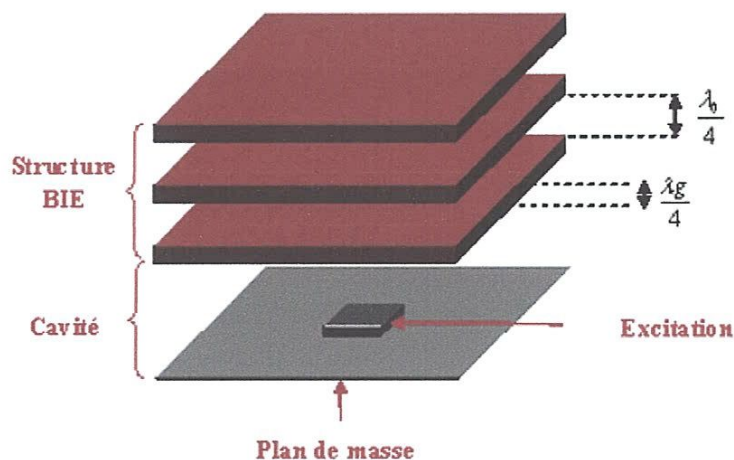


Lorsque ce défaut a dimensionné correctement par exemple un espacement de  $\lambda_0$  entre deux plaques, un pic de transmission se forme à la fréquence  $f_0$  (figure III.11). C'est ce phénomène de filtrage fréquentiel qui est exploité pour la conception d'antenne B.I.E. Ces matériaux permettent également un filtrage spatial puisqu'il est possible de privilégier une direction de rayonnement dans l'espace lorsqu'ils sont associés à une antenne. En reprenant la structure à défaut, lorsque l'on introduit une excitation au sein même du défaut (par exemple un dipôle), on constate une direction de rayonnement privilégiée : la normale de la structure. Cette structure est bi-directive [56].



**Figure (III.11)** : Schéma et diagramme de rayonnement d'un B.I.E. 1D bi-directif [56].

Si on applique le principe de miroir électrique en plaçant un plan parfaitement conducteur au milieu du défaut et l'excitation entre le plan conducteur et les plaques diélectriques, la structure est équivalente, mais ne rayonne plus que dans une direction (figure III.12)). On retrouve le principe énoncé par Trentini [56].



**Figure (III.12)** : Schéma d'un B.I.E directif [56].

### III.5.4. Les applications des antennes B.I.E

La première application de l'antenne BIE à défaut a été la création d'une antenne à fort gain [59]. Voici une liste des principales applications pouvant faire intervenir cette antenne :

- ✚ Communications HyperLan, avec la création de diagrammes de rayonnement omnidirectionnel en Azimuth pour des stations de bases [58].
- ✚ Communications du type Wifi utilisant deux bandes de fréquences distinctes [59].
- ✚ Communications « agiles », nécessitant une commutation de la fréquence de fonctionnement [60].

### III.5.5. Les avantages et les inconvénients

#### III.5.5.1. Avantages

- ✚ Encombrement réduit (structure planaire).
- ✚ Simplicité en 1D.
- ✚ Bipolarisation, polarisation circulaire.

#### III.5.5.2. Inconvénients

- ✚ Tolérances des épaisseurs.
- ✚ Adaptation difficile.
- ✚ Bande passante faible.

### III.6. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients de quelques types d'antennes à gain élevé : cornet, antenne réseau, lentille, B.I.E. Le chapitre suivant sera consacré à la présentation de l'outil de simulation et des résultats obtenus.

# *Chapitre IV*

## *Simulation*

## IV.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des résultats obtenus en utilisant le logiciel de simulation CST Microwave Studio spécialisé sur la simulation des structures en hautes fréquences. En utilisant une variété des surfaces partiellement réfléchissante (PRS), plusieurs structures peuvent être proposées.



## IV.2. Logiciel de simulation

### IV.2.1. Introduction

Durant ces dernières années, le développement de techniques rigoureuses, permettant de résoudre les équations de Maxwell, a introduit et imposé des outils informatiques en électromagnétisme. Ces outils sont de plus en plus utilisés dans l'analyse et la conception de dispositifs hyperfréquences utilisés dans les applications micro-ondes et de communications sans fil. Les outils numériques de calcul électromagnétique deviennent donc un élément indispensable à la conception de l'antenne d'un téléphone mobile grâce à la croissance rapide de puissance de calcul de l'ordinateur. Parmi les méthodes numériques, il y en a qui sont apparues il y a bien longtemps mais elle ne pouvait être pleinement exploitée compte tenu des faibles capacités de calcul qui existaient à l'époque cependant l'arrivée d'ordinateur suffisamment puissant permit un large développement des méthodes numériques [66].

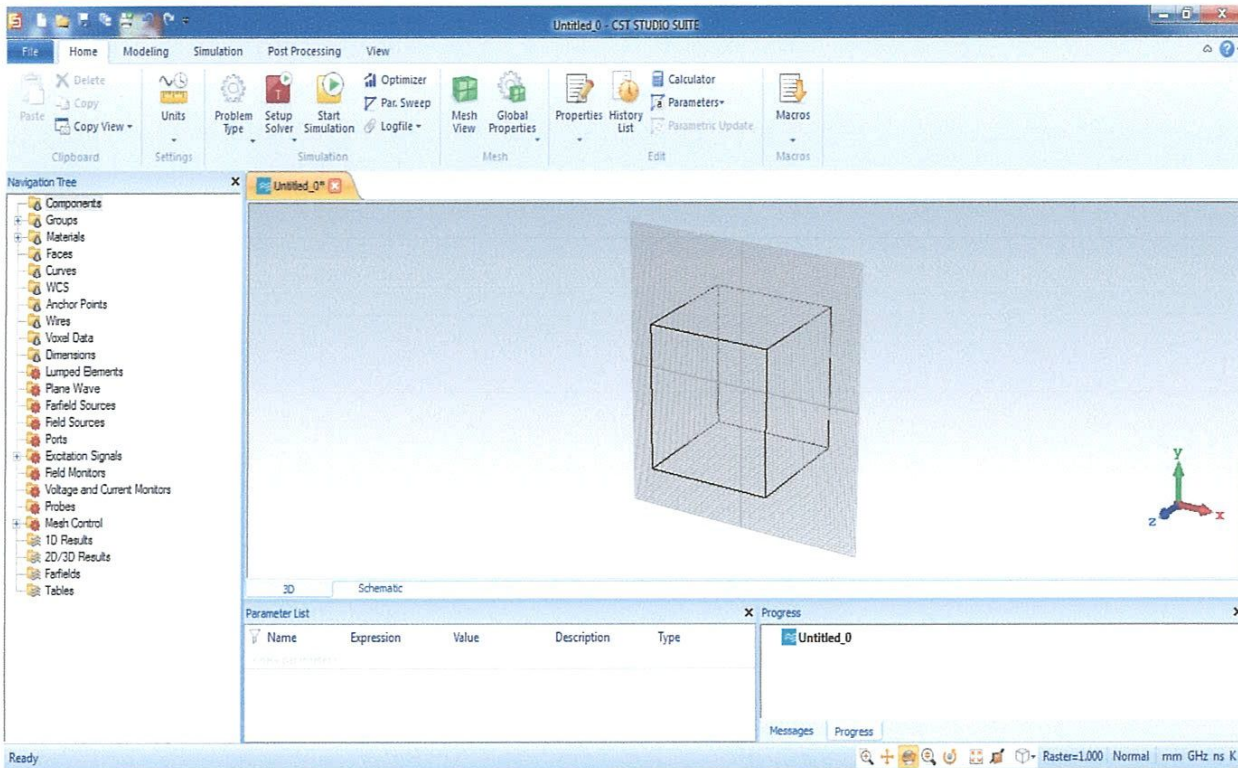
Il y a plusieurs logiciels de simulation commerciale spécialisés dans la conception des structures HF et qui sont basés sur différentes méthodes numériques. Le choix de logiciel de simulation dépend donc sur le problème à résoudre, par exemple : la taille, le type et le matériau de, la complexité de la géométrie, les plus connus sont : CST Microwave Studio et HFSS [68].

Les logiciels de simulation sont très largement utilisés aujourd'hui dans la conception d'antenne. On peut concevoir ou importer directement dans ce logiciel de simulation des modèles et des systèmes rayonnants complexes et rigoureux constitués des dispositifs HF formés par des couches d'électriques et métalliques, il permet de d'avoir une idée assez précise de comportement du système rayonnant et réduire éventuellement le temps de développement [66].

### IV.2.2. Description du logiciel de simulation

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST Studio Suite est l'aboutissement de nombreuses années de recherches et de développement. Les solutions les plus

efficaces et précises de cet outil de calcul sont la conception électromagnétique. Cet outil est basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (Finite Integration Technique) [66].



**Figure (IV.1) :**L'interface principale de CST Microwave Studio.

Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology), le logiciel que nous employons, fait usage de la méthode des intégrales finies (FIT, FiniteIntegration Technique) développée par Weiland [67] en 1977. La méthode FIT est basée sur une discrétisation spatiale des équations de Maxwell sous leur forme intégrale. La FIT procède par la description des équations de Maxwell sur un espace de grille, en préservant les propriétés de conservation de l'énergie, et en constituant des équations différentielles particulières telles que celle de Poisson ou l'équation d'onde. Il s'agit d'une approche très sophistiquée, et on peut l'utiliser à la fois dans le domaine du temps et dans le domaine de fréquence. Les interfaces graphiques des logiciels CST Microwave Studio et Ansoft HFSS sont similaires, et peuvent en réalité être utilisés de la même façon. Dans l'un comme dans l'autre, l'utilisateur est amené à représenter la structure de l'antenne, indiquer les caractéristiques des matériaux, définir les ports, valider et simuler le modèle dans le logiciel. Plus que les autres méthodes que l'on utilise couramment, l'effort numérique de CST croît plus faiblement que l'ampleur du problème, ce qui lui donne son plus grand avantage [65].

Cet avantage est plus éloquent au fur et à mesure que les circuits s'agrandissent et que les fréquences augmentent. En outre, vu que le calculateur du domaine de temps du logiciel agit rapidement sur une immense bande de fréquences correspondant à une faible impulsion d'entrée dans le domaine temporel, le CST se trouve plus approprié pour simuler sur des gammes de fréquences élevées. À contrario, dans HFSS, lorsque la gamme de fréquences est large cela demande plus de simulations sur une même gamme de fréquences. Dans CST, les cellules de maillage ont toutes des formes cubiques, et l'outil de résolution temporelle utilise les différentielles  $\Delta t$  à la place des dérivées partielles  $\frac{\partial}{\partial t}$ . L'une des raisons de notre choix de ce logiciel est le gain de temps de calcul obtenu lors de la simulation d'antenne large bande, à travers l'usage d'un outil de résolution [65].

CST Microwave Studio fait partie de la CST Design Studio suite, et offre un certain nombre de solveurs différents pour différents types d'application. Étant donné aucune méthode ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application [68].

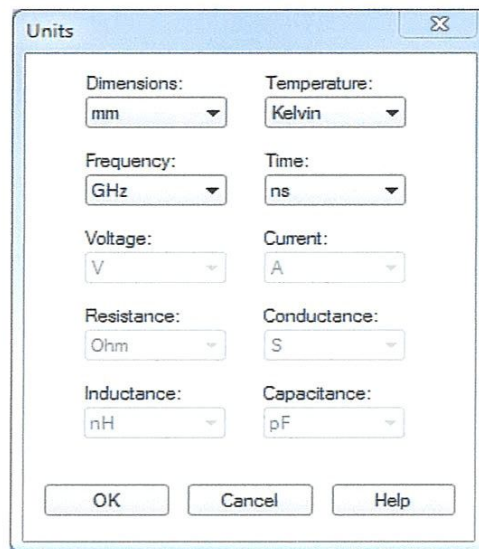
- *Mode fréquentiel* : le solveur du domaine fréquentiel est basé sur les équations de Maxwell dans le domaine harmonique, il est utile pour simuler des problèmes de taille relativement faible, ou pour simuler à une fréquence ou quelque'une, toutefois il est nécessaire pour les cas avec les conditions aux limites périodiques [69].
- *Mode temporel* : le solveur temporel permet la simulation des structures de comportement à large plage de fréquences [69].

### IV.2.3. Le déroulement dans un projet

On résume les étapes nécessaires pour la réussite d'une simulation :

#### Définir les unités

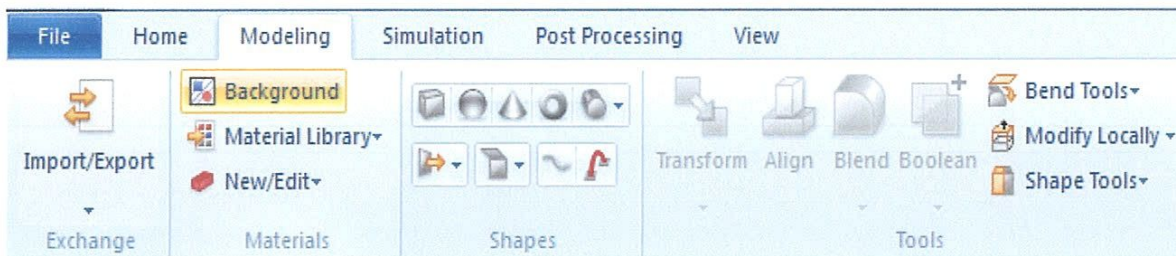
Choisir les différents paramètres et définir leurs unités (fréquences, temps et température) selon le problème étudié et la nécessité (dimensions, Fréquence, Température, Temps...etc.).



**Figure (IV.2) :** Fenêtre d'unités

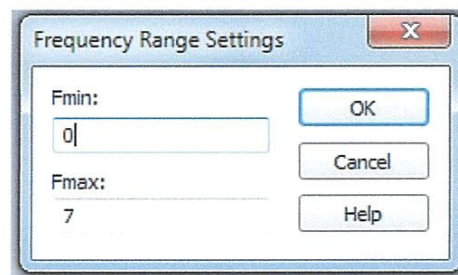
#### Définir la structure

Pour la modélisation de la structure, il existe différents outils de conception géométrique pour des géométries typiques tels que les cubes, cylindres, les sphères, les cônes...etc. Pour construire des formes plus complexes nous utilisons les opérateurs booléens.



#### Définir la gamme de fréquences

Simulation → Frequency

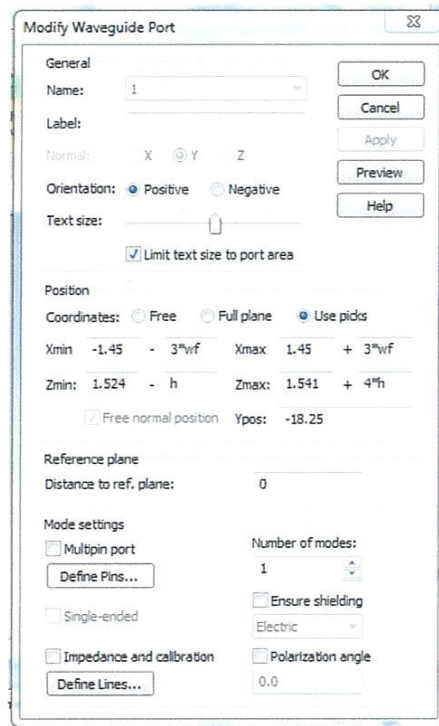


**Figure (IV.3) :** Fenêtre de paramètres de fréquence.

### Définir les ports

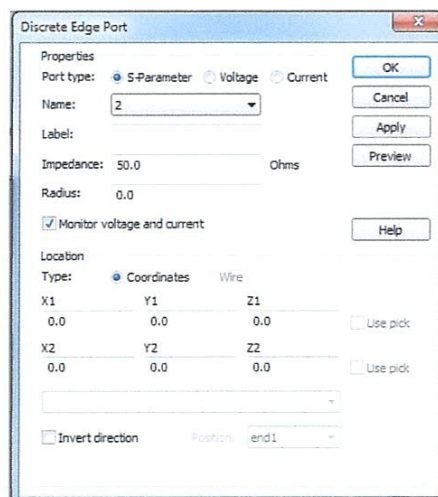
Chaque structure nécessite une source d'énergie à hautes fréquences pour l'excitation. On peut définir le port tel qu'un guide d'onde ou une source de courant ou de tension par un port discret en choisissant :

Port port à guide d'onde : Simulation → Waveguide Port



**Figure (IV.4)** : Fenêtre de port à guide d'onde.

Port discret : Simulation → Discrete Port



**Figure (IV.5)** : Fenêtre de port discret.

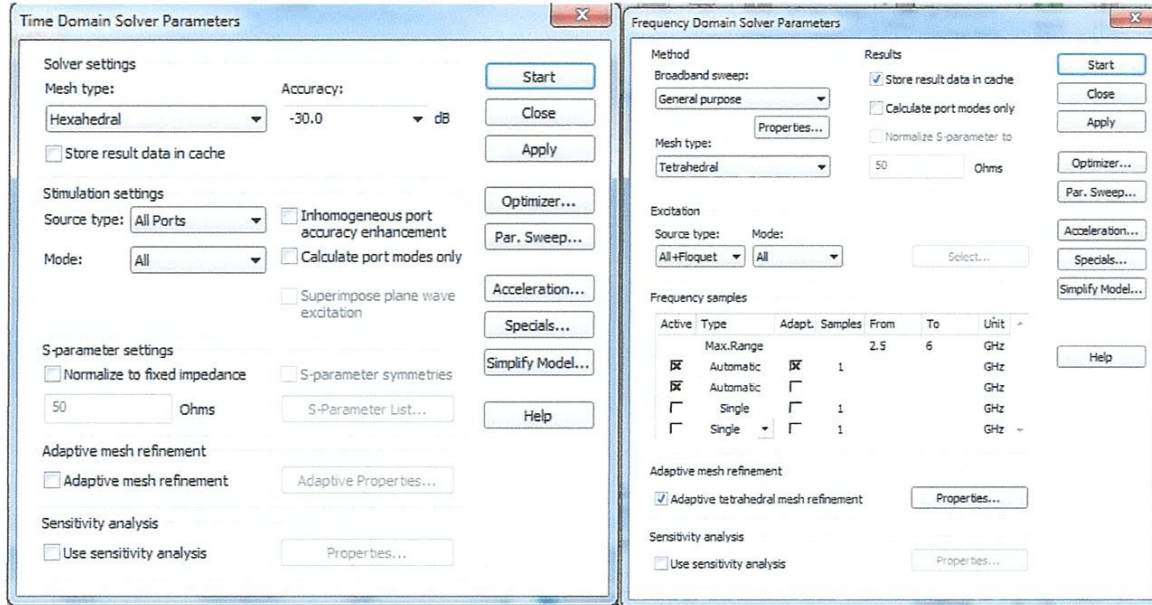


Pour obtenir des bons résultats des paramètres S, il faut qu'il y ait une bonne adaptation et que l'excitation soit correcte et bien définie.

### ✚ Démarrez la simulation

Après avoir défini tous les paramètres nécessaires, tout sera prêt pour commencer la simulation :

Simulation → setup solver (temporel ou fréquentiel)



**Figure (IV.6) :** Fenêtre de simulation. A gauche paramètres de port pour le domaine temporel. A droite paramètres de port pour le domaine fréquentiel.

Notre projet est basé sur une série de simulations de structures périodiques (PRS) à l'aide d'un logiciel de simulation CST Microwave Studio.

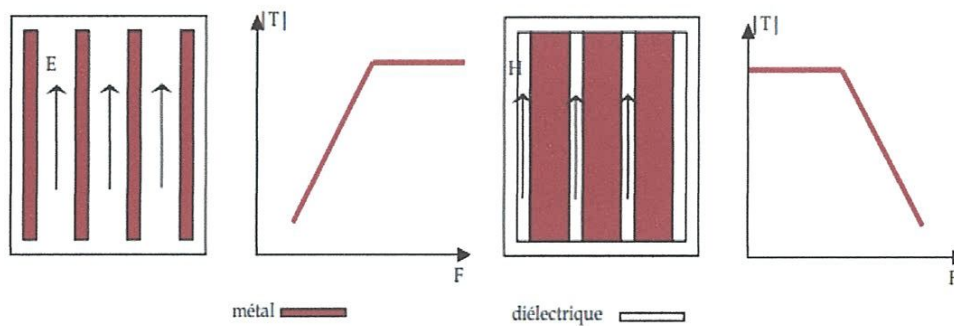
### IV.3. Les surfaces partiellement réfléchissantes

Les surfaces partiellement réfléchissantes (SPR), en anglais *Partially Reflective Surface* (PRS) ou méta-surfaces peuvent être employées dans le système à résonateur BIE. L'objectif de leur utilisation dans l'antenne BIE est d'obtenir de nouveaux profils de phase permettant éventuellement d'améliorer la bande passante de rayonnement de l'antenne [82].

L'analyse de ces surfaces est généralement effectuée en admettant que la structure est planaire, infinie et périodique. Les champs et les courants dans le plan peuvent être alors

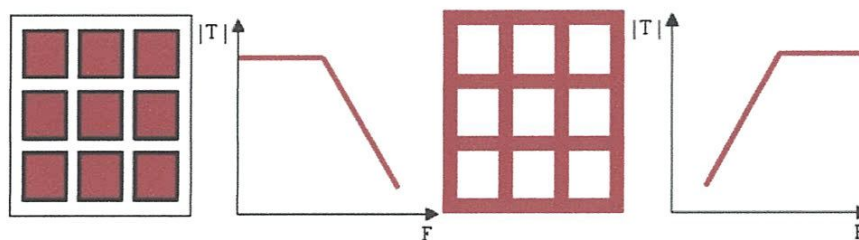
représentés dans la base des modes de Floquet. Il est suffisant de représenter le champ ou le courant sur un seul motif de la surface périodique pour décrire d'une façon complète le problème [82].

Les motifs de PRS sont périodiques selon une ou deux dimensions. Excitées par une onde plane, ces surfaces agissent comme des filtres fréquentiels. La PRS 1D est en général constituée de tiges métalliques minces et parallèles au champ  $E$  de l'excitation. Ce type de surfaces se comporte comme un filtre fréquentiel passe-haut et possède une phase à la réflexion de  $\pi$  en basses fréquences (domaine d'utilisation dans l'antenne BIE). Le dual de cette surface obtenu par l'application du théorème de Babinet, se comporte comme un filtre passe-bas avec une phase à la réflexion de  $-\pi$  [82].

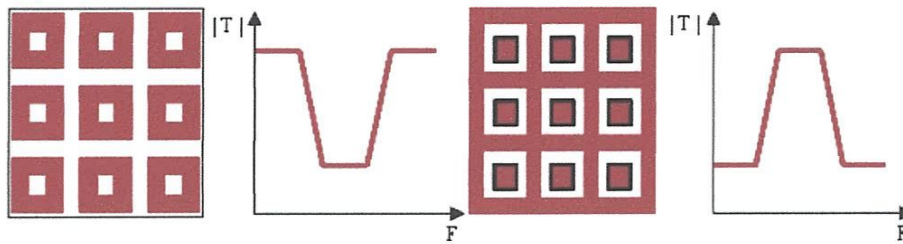


**Figure (IV.7) :** A gauche, PRS 1D composée de tiges métalliques parallèles au champ  $E$  de l'excitation. A droite, son dual obtenu par le théorème de Babinet [82].

Les PRS 2D sont des surfaces composées d'un agencement périodique 2D d'éléments métalliques ou d'ouvertures dans un plan métallique. La réponse fréquentielle d'une PRS 2D dépend de la forme de ses motifs. Une PRS à patches métalliques déconnectés se comporte comme un filtre passe-bas. Son dual, la grille métallique, est caractérisé par un filtre passe-haut. La PRS composée d'anneaux métalliques, offre un comportement de filtre stop-bande. Son dual, la grille métallique pourvue de patches déconnectés se comporte comme un filtre passe-bande [82].

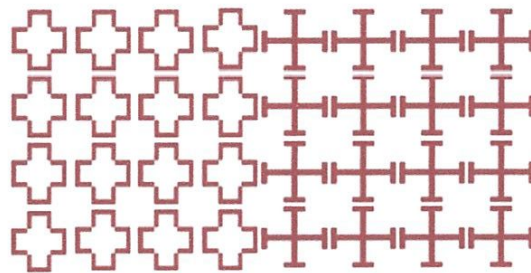


**Figure (IV.8) :** PRS 2D à comportement passe-bas et passe-haut en transmission. A gauche, une PRS passe-bas à patches métalliques déconnectés. A droite, une grille métallique à comportement passe-haut [82].



**Figure (IV.9) :** PRS 2D à comportement stop et passe-bande en transmission. A gauche, une PRS stop-bande à anneaux rectangulaire métalliques. A droite, son dual composé d'une grille métallique dotée de patches déconnectés, à comportement passe-bande [82].

Il existe d'autres géométries de motifs pour une surface PRS 2D. Nous citons parmi elles, les croix et les anneaux circulaires qui appartiennent à la catégorie des filtres stop-bande en transmission. Ces géométries ont trouvé des applications dans le domaine de micro-ondes tout comme les géométries classiques à motifs carrés. Les croix sont utilisées pour réaliser des absorbants à base de surfaces partiellement réfléchissantes [70] pour des applications en WLAN à 5 GHz. Elles sont aussi utilisées pour créer des conducteurs magnétiques artificiels dans une bande de fréquences précise, avec une faible sensibilité par rapport à l'angle d'incidence [71-72].



**Figure (IV.10) :** PRS 2D à motifs croix [82].

Grâce à leur fonction de filtrage fréquentiel, les surfaces partiellement réfléchissantes sont utilisées dans des systèmes réflecteurs [73-75]. Elles sont aussi utilisées pour supprimer ou réduire les lobes indésirables dans la bande de fonctionnement d'une antenne [76-77]. Associées à un plan métallique, elles se comportent comme des surfaces à haute impédance dans une certaine bande de fréquences. Elles sont dans certains cas connectées au plan de masse par l'intermédiaire des vias métalliques. La présence des vias permet la création d'une bande interdite aux ondes de surface en mode TE et TM aux alentours de la fréquence de résonance [78-79]. L'intérêt de l'utilisation de ce type de surfaces dans la conception de l'antenne BIE [80-81] réside dans la

fonction de filtrage fréquentiel qu'elles assurent vis-à-vis les longueurs d'ondes incidentes. Ces surfaces vont être employées pour concevoir l'interface supérieure de l'antenne à résonateur BIE. L'objectif est d'améliorer la bande passante en rayonnement de l'antenne limitée par le profil de phase du matériau habituellement utilisé en interface supérieure. Avant d'étudier les surfaces partiellement réfléchissantes dans l'antenne BIE, la méthode de conception de l'antenne BIE métallique est détaillée.

La hauteur du résonateur peut être calculée en utilisant l'équation suivante :

$$h_c = \frac{c}{4\pi f_r} (\varphi_{\text{PRS}} + \varphi_{\text{GND}} - 2N\pi), \quad N=0, 1, 2 \quad (\text{IV.1})$$

Où  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide,  $f_r$  est la fréquence de résonance,  $\varphi_{\text{PRS}}$  et  $\varphi_{\text{GND}}$  sont les phases des coefficients de réflexion du PRS et du plan de masse, respectivement. Lorsqu'un plan de masse idéal est utilisé, la phase de réflexion  $\varphi_{\text{GND}}$  est égale à  $\pi$ .

Le réarrangement de l'état haut de la cavité indique que, pour un gain maximal dans une bande de fréquence donnée, la réponse de la phase de réflexion de la cellule unitaire doit vérifier la formule :

$$\varphi_{\text{PRS}} = \frac{4\pi h_c}{c} f_r + (2N-1)\pi, \quad N=0, 1, 2 \quad (\text{IV.2})$$

Après avoir défini la dimension de l'antenne selon l'axe de propagation, le paramètre qui reste à déterminer pour la conception de l'antenne est sa dimension latérale. Cette dernière peut être calculée en fonction des valeurs du gain et de la longueur d'onde de fonctionnement souhaitées, en utilisant la formule (IV.3) [82].

$$G = \eta \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \quad (\text{IV.3})$$

$S$  est la surface latérale de l'antenne,  $\lambda_0$  la longueur d'onde de fonctionnement,  $\eta$  le facteur du gain. La formule (IV.3) ne garantit pas un rendement de surface de  $\eta$ , elle permet tout de même de calculer la surface minimale pour obtenir un gain donné.

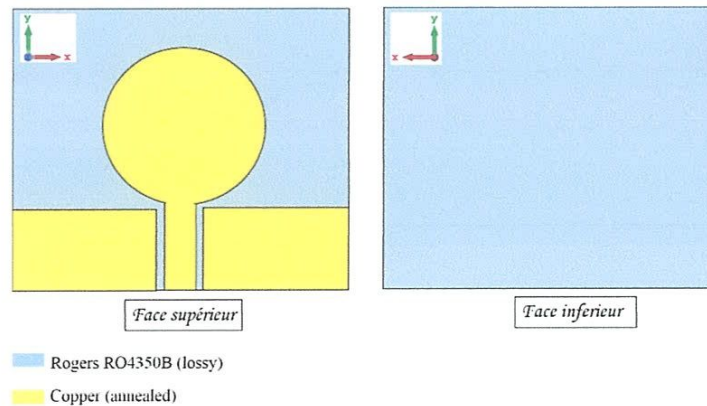
#### IV.4. Partie simulation

Les antennes conventionnelles ne peuvent pas répondre aux exigences des nouveaux systèmes de communications sans fil en termes de gain, de la largeur de bande et de faibles

dimensions. Pour surmonter les limitations des antennes conventionnelles, on utilise des surfaces partiellement réfléchissantes PRS devant l'antenne planaire sur des distances optimisées. Alors, l'objectif de notre travail est de proposer quelques modèles de surface partiellement réfléchissante ou méta-surface PRS qui permettent d'améliorer le gain et la largeur de bande de rayonnement des antennes.

#### IV.4.1. Exemple d'une antenne de base

Ci-dessous un exemple d'une antenne de base, qu'on peut utiliser pour tester les PRS. Cette antenne est formée d'un patch circulaire et alimentée par une ligne micro ruban à CPW. Le patch et le plan de masse sont à base de *Copper* d'épaisseur 0.017mm. Le substrat est à base de *Roger* R04350B de permittivité 3.48 et d'épaisseur 1.524mm.



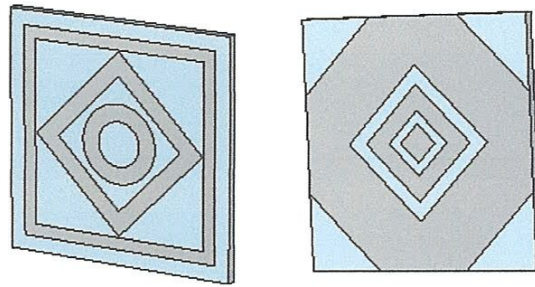
**Figure (IV.11) :** Exemple d'une antenne de base.

La bande de fonctionnement de l'antenne dépend principalement de ses dimensions. Dans ce qui suit, nous présentons les différents modèles de surface partiellement réfléchissante PRS avec leur géométrie, module de coefficient de réflexion et la phase de coefficient de réflexion.

#### IV.4.2. Les modèles de PRS

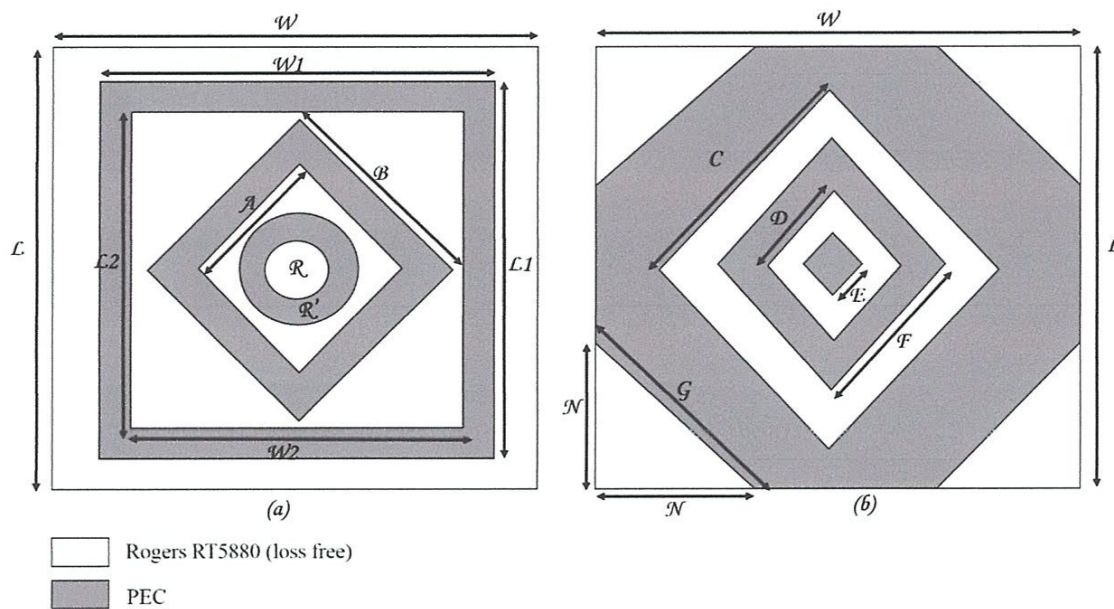
##### IV.4.2.1. Modèle n°01

La surface partiellement réfléchissante est réalisée à partir de deux étages séparés par une couche de substrat à base de *Rogers* RT5880 d'épaisseur 0.787 mm de permittivité 2.2. La périodicité latérale est de 19.5 mm à 3.39 GHz.



**Figure (IV.12) :** Géométrie du motif PRS-1. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.

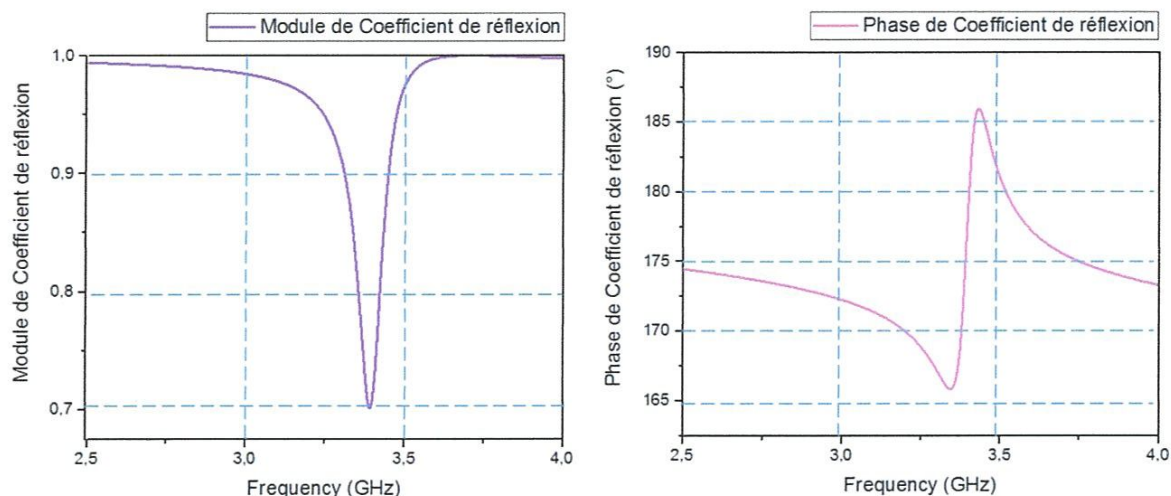
L'étage supérieur est constitué d'un cadre carré, deux losanges et anneau circulaire. L'étage inférieur est constitué d'un octogone et à l'intérieur quatre losanges. Les dimensions sont représentées par la figure (IV.13) :



**Figure (IV.13) :** Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.

Les dimensions du motif de l'étage inférieur sont :  $C=8,49\text{mm}$  ;  $D=6,36\text{mm}$  ;  $E=2,12\text{mm}$  ;  $F=3,54\text{mm}$  ;  $G=8,41\text{mm}$  ;  $N=5,95\text{mm}$ . Les dimensions du motif supérieur sont  $W_1=L_1=17\text{mm}$  ;  $W_2=L_2=15\text{mm}$  ;  $A=7,64\text{mm}$  ;  $B=10,47\text{mm}$  ;  $R=1,8$  ;  $R'=3,2\text{mm}$  ;  $W=L=19,5\text{mm}$ .

L'association des deux étages permet l'obtention un profil de phase croissant. La réflectivité de l'ensemble est étudiée au niveau de l'étage inférieur, figure (IV.14).

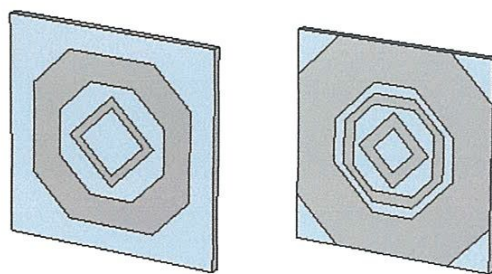


**Figure (IV.14) :** Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°01.

Le module du coefficient de réflexion varie entre 0.7 et 1 dans la bande d'analyse 2.5 GHz - 4 GHz. La figure (IV.14) indique aussi que la phase de réflexion possède une pente positive dans la bande 3.35 GHz – 3.43 GHz où la phase croît de 165° à 186° qui correspond à une excursion de 21°. Plus le module du coefficient de réflexion est fort plus la largeur de pente de phase de PRS diminue. Sachant que pour achever le fort gain, il faut augmenter la réflectivité de PRS. Et pour achever une large bande de rayonnement, il faut élargir la pente de la phase de PRS.

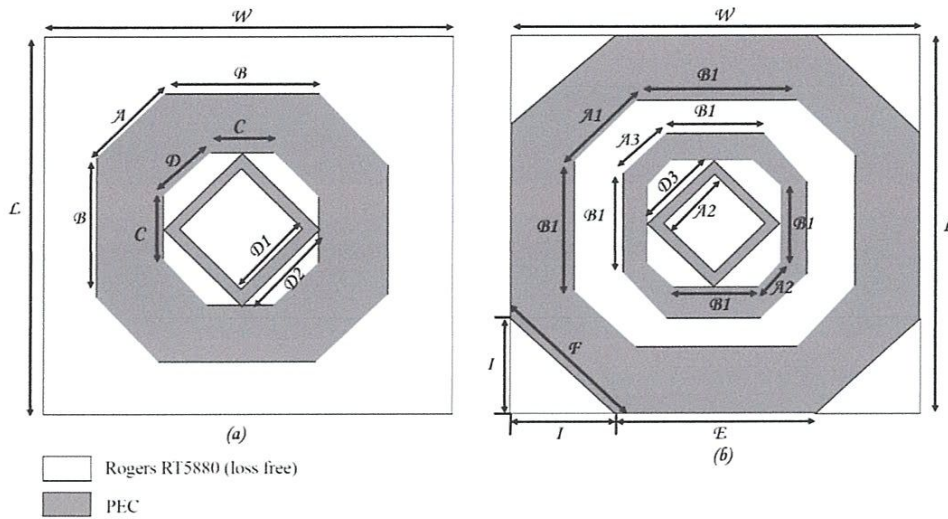
#### IV.4.2.2. Modèle n°02

La surface partiellement réfléchissante est réalisée à partir de deux étages séparés par une couche de substrat à base de *Rogers RT5880* d'épaisseur 0.787 mm de permittivité 2.2. La périodicité latérale est de 19.5 mm à 4.82 GHz.



**Figure (VI.15) :** Géométrie du motif PRS-2. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.

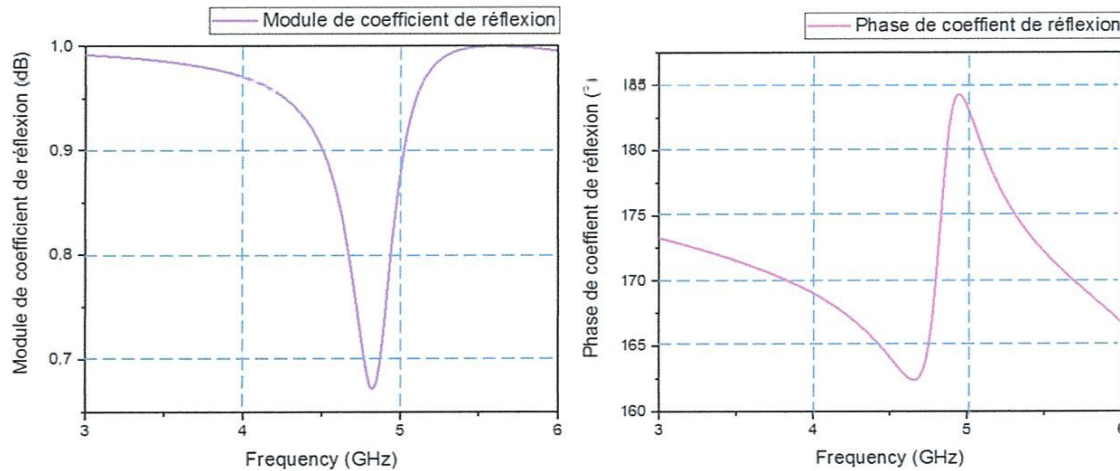
L'étage supérieur est constitué de deux octogones et deux losanges. L'étage inférieur est constitué de trois octogones et deux losanges. Les dimensions sont représentées par la figure (IV.16).



**Figure (IV.16) :** Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.

Les dimensions du motif de l'étage inférieur sont  $A_1=5,66\text{mm}$  ;  $A_2=2,83\text{mm}$  ;  $A_3=4,24\text{mm}$  ;  $B_1=4\text{mm}$  ;  $D_3=4,95\text{mm}$  ;  $E=11,2\text{mm}$  ;  $F=5,87\text{mm}$  ;  $I=4,15\text{mm}$ . Les dimensions du motif supérieur sont  $A=4,24\text{mm}$  ;  $B=8\text{mm}$  ;  $C=4\text{mm}$  ;  $D=4,24\text{mm}$  ;  $D_1=5,66\text{mm}$  ;  $D_2=4,24\text{mm}$  ;  $W=L=19.5\text{mm}$ .

L'association des deux étages permet l'obtention un profil de phase croissant. La réflectivité de l'ensemble est étudiée au niveau de l'étage inférieur, figure (IV.18).



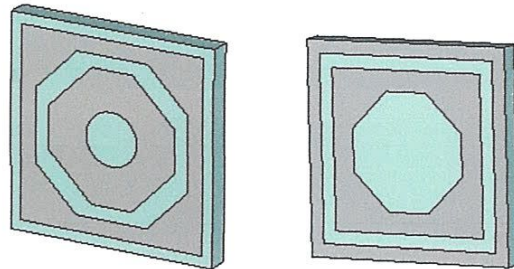
**Figure (IV.17) :** Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°02.

Comme le montre la figure (IV.17), la variation de phase en fonction de fréquences possède une pente positive, et cela dans la bande 4.66 GHz – 4.95 GHz. Dans cette bande de fréquence, la phase croît de  $162^\circ$  à  $184^\circ$ , correspondant à une excursion de  $22^\circ$ . Le module du coefficient de réflexion varie entre 0.67 et 1 dans la bande d'analyse 3 GHz - 6 GHz.



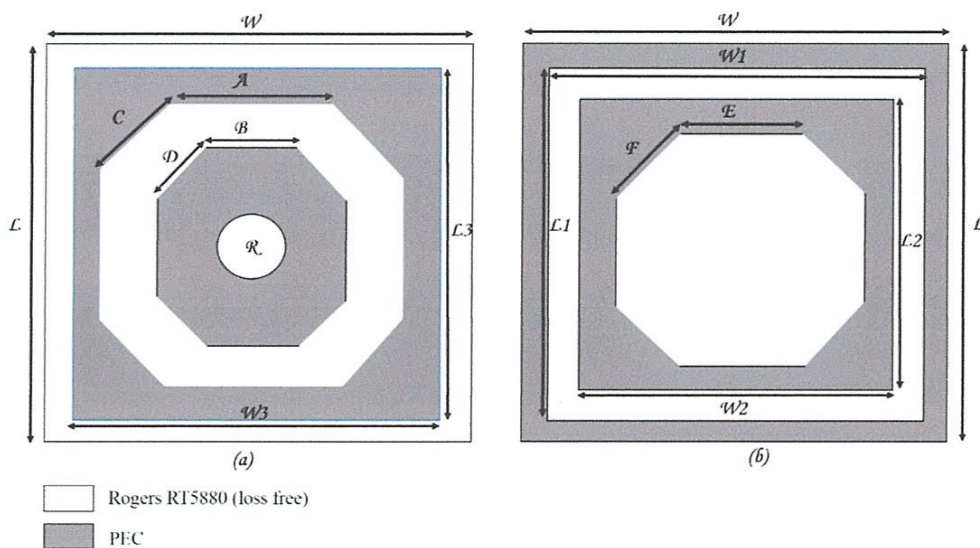
### IV.4.2.3. Modèle n°03

La surface partiellement réfléchissante est réalisée à partir de deux étages séparés par une couche de substrat à base de *Rogers RT5880* d'épaisseur 0.787 mm de permittivité 2.2. La périodicité latérale est de 8 mm à 6.82 GHz.



**Figure (IV.18) :** Géométrie du motif PRS-3. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.

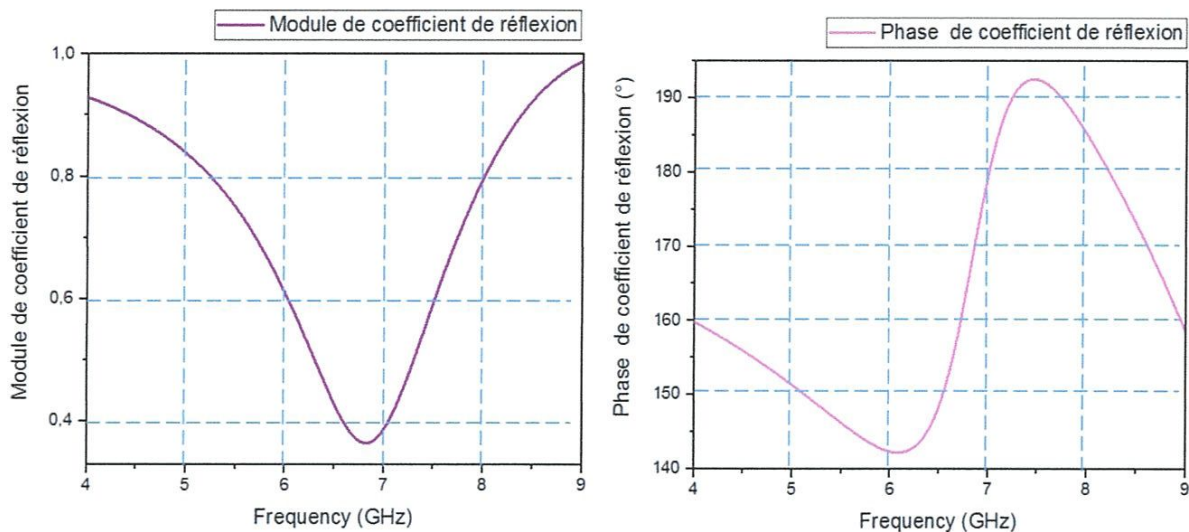
L'étage supérieur est constitué d'un carré, deux octogones et un cercle. L'étage inférieur est constitué d'un anneau carré, octogones et un carré. Les dimensions sont représentées par la figure suivante :



**Figure (IV.19) :** Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.

Les dimensions du motif de l'étage inférieur sont  $W1=L1=7\text{mm}$  ;  $W2=L2=6\text{mm}$  ;  $E=1,6\text{mm}$  ;  $F=1,98\text{mm}$ . Les dimensions du motif supérieur sont  $W3=L3=7,2\text{mm}$  ;  $A=2,8\text{mm}$  ;  $B=1,6\text{mm}$  ;  $C=2,26\text{mm}$  ;  $D=2,4\text{mm}$  ;  $R=1\text{mm}$ . Et  $W=L=8\text{mm}$ .

L'association des deux étages permet l'obtention un profil de phase croissant. La réflectivité de l'ensemble est étudiée au niveau de l'étage inférieur, figure (IV.20).

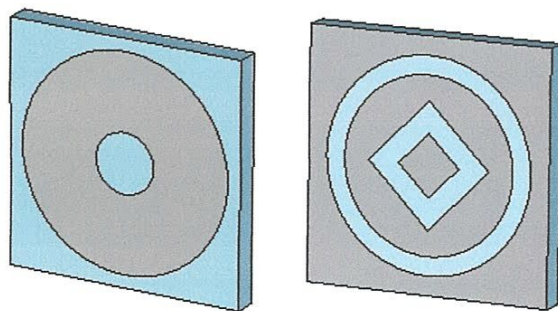


**Figure (IV.20) :** Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°03.

Comme le montre la figure (IV.17), la variation de phase en fonction de fréquences possède une pente positive, et cela dans la bande 6.17 GHz – 7.40 GHz. Dans cette bande de fréquence, la phase croît de 142° à 192°, correspondant à une excursion de 50°. Le module du coefficient de réflexion varie entre 0.36 et 1 dans la bande d'analyse 4 GHz - 9 GHz.

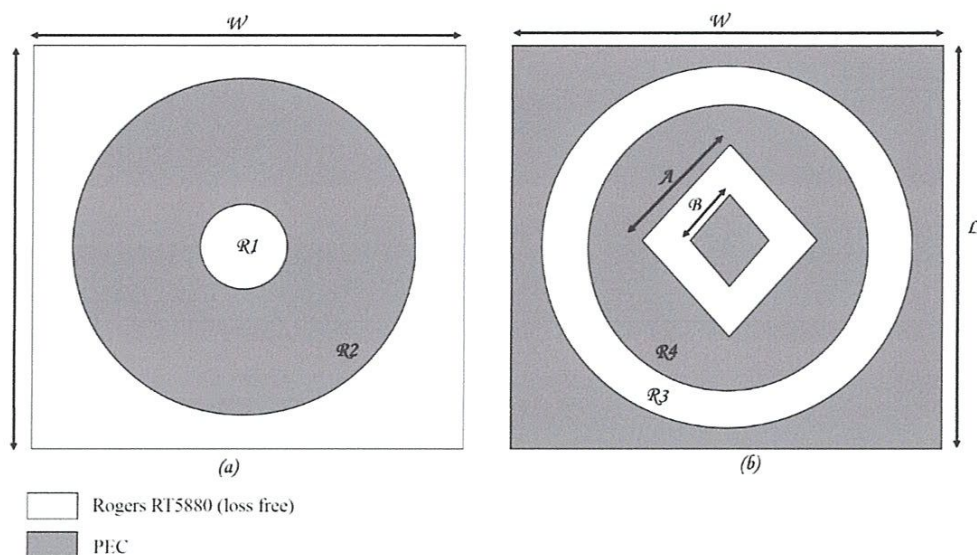
#### IV.4.2.4. Modèle n°04

La surface partiellement réfléchissante est réalisée à partir de deux étages séparés par une couche de substrat à base de *Rogers RT5880* d'épaisseur 0.787 mm de permittivité 2.2. La périodicité latérale est de 8 mm à 10 GHz.



**Figure (IV.21) :** Géométrie du motif PRS-4. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.

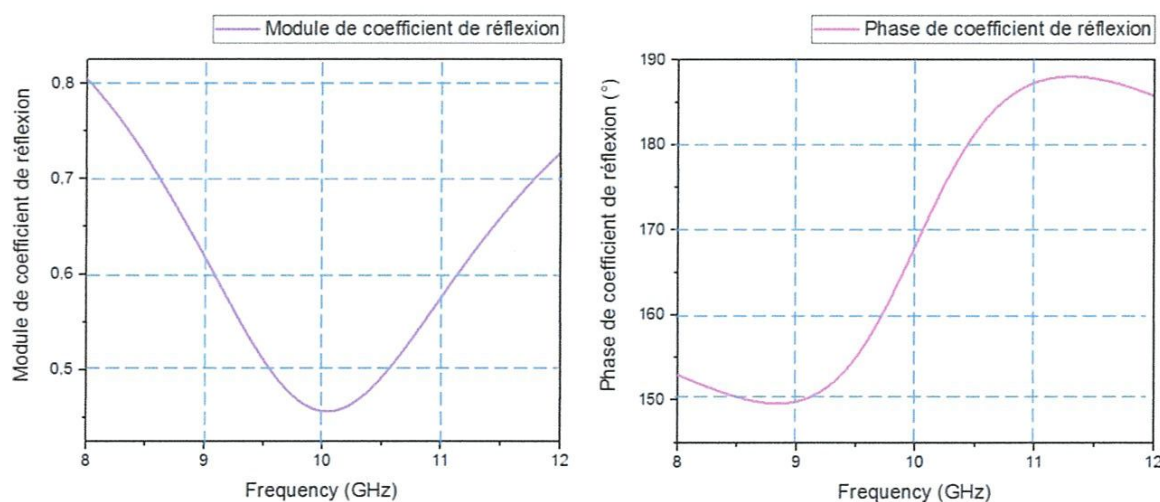
L'étage supérieur est constitué d'un anneau circulaire. L'étage inférieur est constitué d'un carré, un cercle, deux losanges et un disque. Les dimensions sont représentées par la figure (IV.22).



**Figure (IV.22) :** Géométrie des motifs : (a) L' étage supérieur, (b) L' étage inférieur.

Les dimensions du motif de l' étage inférieur sont  $A=4,24\text{mm}$  ;  $B=8\text{mm}$  ;  $R3=3,4\text{mm}$  ;  $R4=2,8\text{mm}$ . Les dimensions du motif supérieur sont  $R1=1\text{mm}$  ;  $R2=3,58\text{mm}$  ;  $W=L=8\text{mm}$ .

L' association des deux étages permet l' obtention un profil de phase croissant. La réflectivité de l' ensemble est étudiée au niveau de l' étage inférieur, figure (IV.23).

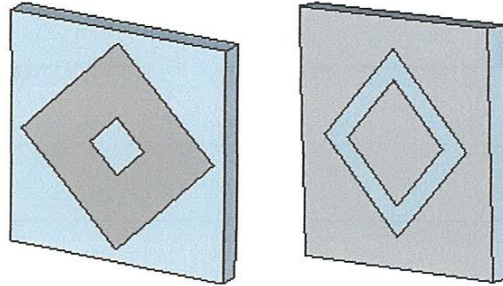


**Figure (IV.23) :** Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°04.

Comme le montre la figure (IV.23), la variation de phase en fonction de la fréquence possède une pente positive, et cela dans la bande 9 GHz – 11 GHz. Dans cette bande de fréquence, la phase croît de  $149^\circ$  à  $188^\circ$ , correspondant à une excursion de  $39^\circ$ . Le module du coefficient de réflexion varie linéairement entre 0.45 et 0.8 dans la bande d' analyse 8 GHz - 12 GHz.

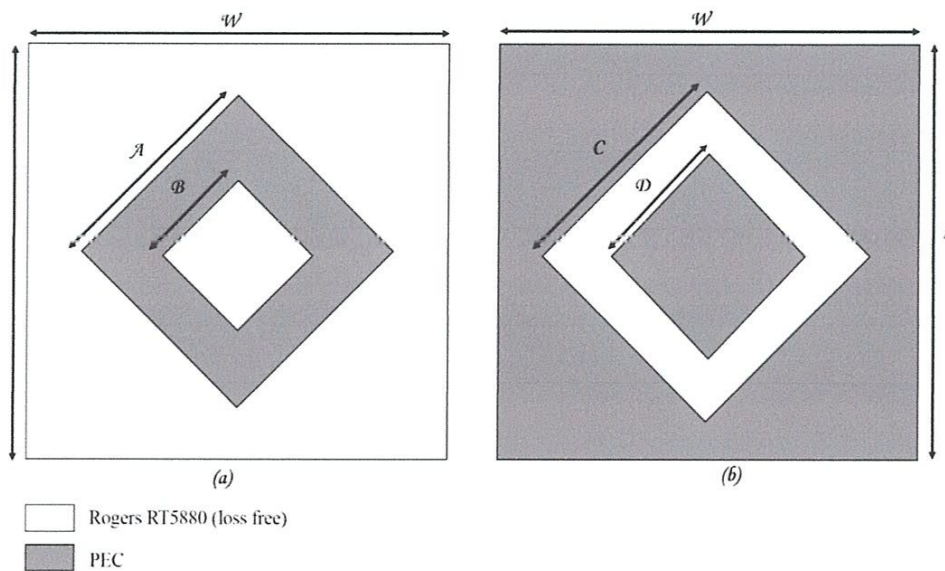
#### IV.4.2.5. Modèle n°05

La surface partiellement réfléchissante est réalisée à partir de deux étages séparés par une couche de substrat à base de *Rogers RT5880* d'épaisseur 0.787 mm de permittivité 2.2. La périodicité latérale est de 8 mm à 13.5 GHz.



**Figure (IV.24) :** Géométrie du motif PRS-5. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.

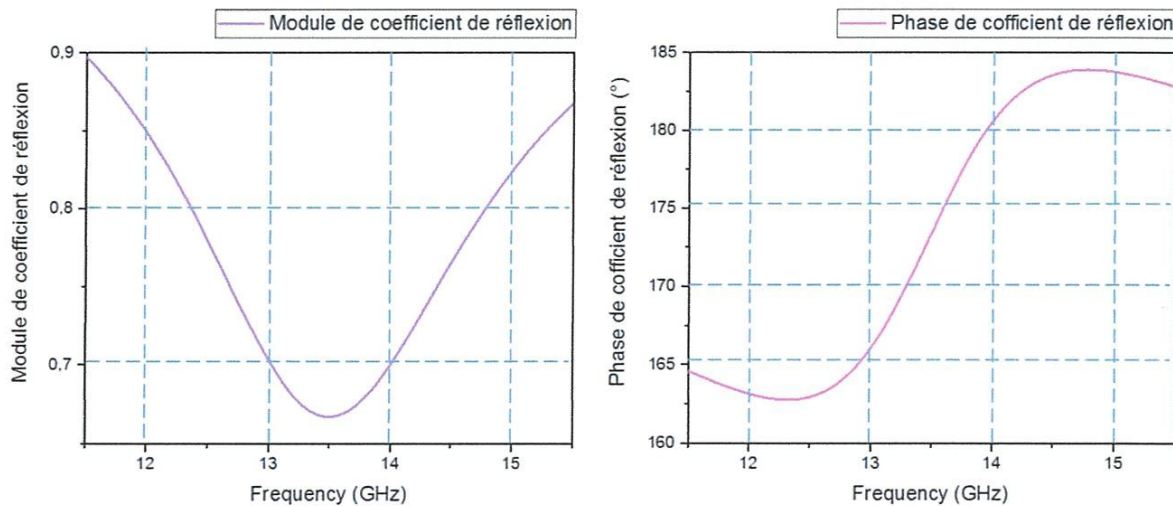
L'étage supérieur est constitué de deux losanges. L'étage inférieur est constitué d'un carré et deux losanges. Les dimensions sont représentées dans la figure (IV.25).



**Figure (VI.25) :** Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.

Les dimensions du motif de l'étage inférieur sont  $C=4,24\text{mm}$  ;  $D=2,83\text{mm}$ . Les dimensions du motif supérieur sont  $A=5,06\text{mm}$  ;  $B=1,41\text{mm}$  ;  $W=L=8\text{mm}$ .

L'association des deux étages permet l'obtention un profil de phase croissant. La réflectivité de l'ensemble est étudiée au niveau de l'étage inférieur, figure (IV.26).

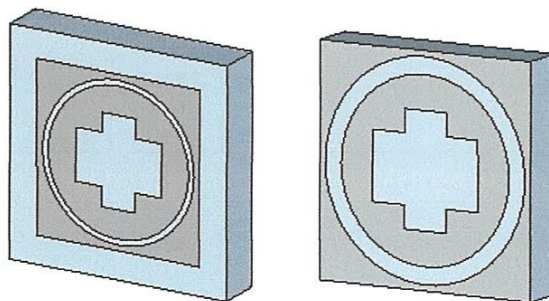


**Figure (IV.26) :** Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°05.

Comme le montre la figure (IV.26), la variation de phase en fonction de la fréquence possède une pente positive, et cela dans la bande 12.5 GHz – 14.5 GHz. Dans cette bande de fréquence, la phase croît de  $162.5^\circ$  à  $184^\circ$ , correspondant à une excursion de  $21.5^\circ$ . Le module du coefficient de réflexion varie entre 0.66 et 0.9 dans la bande d'analyse 11.5 GHz – 15.5 GHz.

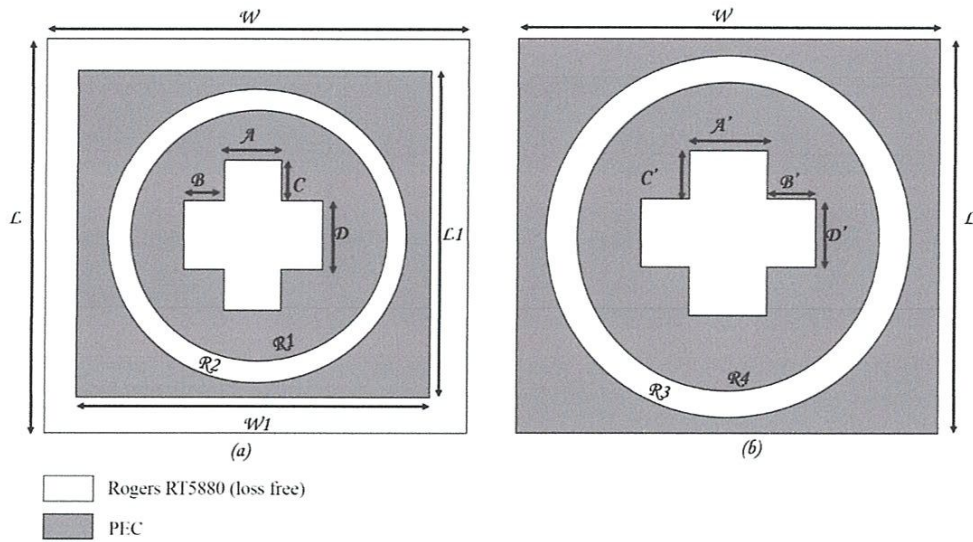
#### IV.4.2.6. Modèle n°06

La surface partiellement réfléchissante est réalisée à partir de deux étages séparés par une couche de substrat à base de *Rogers RT5880* d'épaisseur 0.787 mm de permittivité 2.2. La périodicité latérale est de 4 mm à 15.84 GHz.



**Figure (IV.27) :** Géométrie du motif PRS-6. À gauche face supérieure et à droite face inférieure.

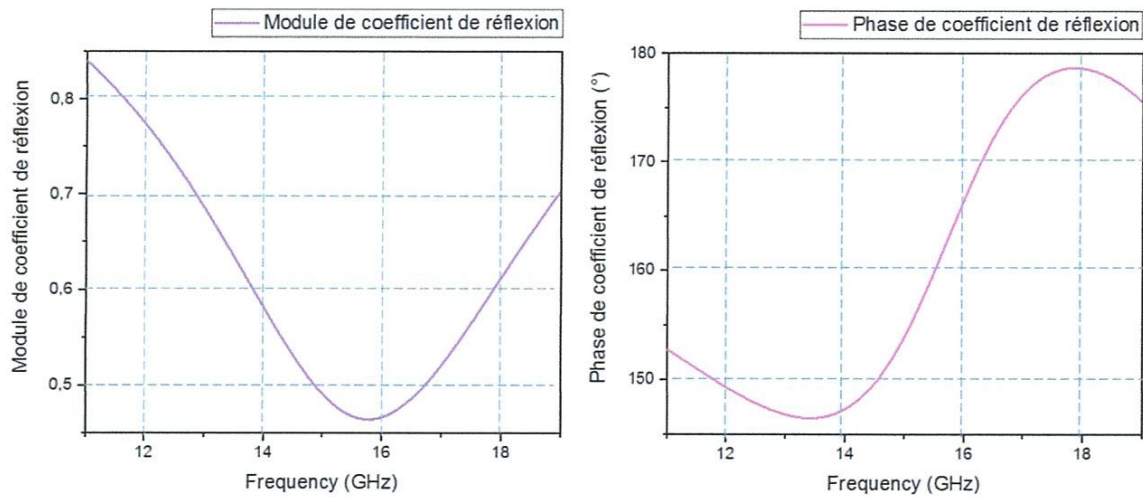
L'étage supérieur est constitué d'un carré, cercle, croix et un disque. L'étage inférieur est constitué d'un carré, cercle, croix et un disque. Les dimensions sont représentées dans la figure (IV.28).



**Figure (VI.28) :** Géométrie des motifs : (a) L'étage supérieur, (b) L'étage inférieur.

Les dimensions du motif de l'étage inférieur sont  $A'=0,8\text{mm}$  ;  $B'=0,6\text{mm}$  ;  $C'=0,4\text{mm}$  ;  $D'=1,2\text{m}$  ;  $R3=1,9\text{mm}$  ;  $R4=1,6\text{mm}$ . Les dimensions du motif supérieur sont  $W1=L1=3\text{mm}$  ;  $A=0,6\text{mm}$  ;  $B=0,5\text{mm}$  ;  $C=0,34\text{mm}$  ;  $D=0,92\text{m}$  ;  $R1=1,3\text{mm}$  ;  $R2=1,4\text{mm}$  ;  $W=L=8\text{mm}$ .

L'association des deux étages permet l'obtention un profil de phase croissant. La réflectivité de l'ensemble est étudiée au niveau de l'étage inférieur, figure (IV.29).



**Figure (IV.29) :** Module et phase du coefficient de réflexion de modèle n°06.

Comme le montre la figure (IV.29), la variation de phase en fonction de la fréquence possède une pente positive, et cela dans la bande 13.66 GHz – 18 GHz. Dans cette bande de fréquence, la phase croît de  $146^\circ$  à  $179^\circ$ , correspondant à une excursion de  $33^\circ$ . Le module du coefficient de réflexion varie entre 0.46 et 0.84 dans la bande d'analyse 11 GHz - 19 GHz.

### IV.4.3. Comparaison

Les caractéristiques des motifs élémentaires proposés sont représentées dans le tableau (IV.1).

N° de modèle	La bande de la pente positive	La différence	Commentaires (Bande passante)
01	[3.35 – 3.43] GHz	0.08 GHz	Faible
02	[4.66 – 4.95] GHz	0.26 GHz	Faible
03	[6.17 – 7.40] GHz	1.23 GHz	Peut large
04	[9 – 11] GHz	2 GHz	Large
05	[12.5 – 14.5] GHz	2 GHz	Large
06	[13.66 – 18]GHz	4.34 GHz	Large

**Tableau (IV.1) :** Comparaison entre les modèles de PRS.

D'après le tableau, la largeur de bande de PRS augmente avec l'augmentation de la bande de fréquences de fonctionnement.

### IV.4.4. Les applications des fréquences

Les bandes de fréquences et leurs applications sont représentées dans le tableau (IV.2).

Symbole latérale	Bande de fréquence	Les applications
<b>S</b>	2 à 4 GHz	Radars météorologiques ; radars militaires ; la télémétrie ; la télécommande de satellites ; Les réseaux mobiles LTE ; Les réseaux sans fil Wi-Fi .
<b>C</b>	4 à 6 GHz	Télécommunications Programmes TV
<b>X</b>	8 à 12 GHz	Faisceaux hertziens terrestres ; systèmes radars ; systèmes de radiolocalisation civils et militaires ; radioamateurs ; la télédiffusion ; la radiodiffusion.
<b>Ku</b>	11 à 14 GHz	Télévision par satellite ; Télécommunications ; les transmissions numériques ; la diffusion directe de programmes radio et télévision ; les services avec les mobiles ; les liaisons inter-satellites.

**Tableau (IV.2) :** Les bandes de fréquences et leurs applications.

## IV.5.Conclusion

Dans ce chapitre, en utilisant le logiciel de simulation CST, plusieurs structures périodiques PRS ont été proposées. Ces structures ont de grande réflectivité et une allure de phase croissante. Ces structures peuvent améliorer les performances de l'antenne de base en termes de gain et de largeur de bande de rayonnement et même en bande passante. Sachant que pour atteindre le fort gain, il faut augmenter la réflectivité de PRS. Et pour atteindre une large bande de rayonnement, il faut élargir la pente de la phase de PRS.



*Conclusion*

*générale*

Ce manuscrit a présenté l'ensemble des travaux qui ont été effectués au cours de ce mémoire dédié à l'étude du comportement de méta surfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes.

Le contexte de travail a été présenté lors du chapitre I. nous avons introduit les antennes de façons générales. L'historique, le rayonnement de l'antenne, les paramètres de l'antenne, comment classer les antennes et à la fin les différents types d'antennes.

Le second chapitre a d'abord présenté les antennes imprimées de manière générale. Historique, définition d'une antenne imprimée, comment choisir le substrat, les paramètres géométriques d'une antenne patch rectangulaire et circulaire, les techniques d'alimentation, méthodes d'analyse, pour quoi choisir la technologie des antennes imprimées, les avantages et les inconvénients, et finalement leurs applications.

Le troisième chapitre a présenté les antennes à grand gain : les antennes cornets, antennes réseaux, les antennes lentilles et les antennes à bande interdite BIE.

Le quatrième et dernier chapitre, a été consacré à la simulation des structures proposées. Nous avons présenté dans la première partie de ce chapitre le logiciel de simulation CST Microwave studio qui utilise la méthode d'intégration finie et les surface partiellement réfléchissante PRS (métasurfaces) et la deuxième partie a été consacrée à la présentation des résultats de simulations des différents PRS proposées. Les principales notions obtenues sont :

- ✚ La bande de fréquences de fonctionnement de PRS est inversement proportionnelle à ses dimensions.
- ✚ La réflectivité de PRS est inversement proportionnelle à la largeur de la pente de la phase de PRS.
- ✚ Il est facile d'élargir la largeur de la pente de phase de PRS avec l'augmentation de la bande de travail.
- ✚ Pour achever le fort gain, il faut augmenter la réflectivité de PRS.
- ✚ Pour achever une large bande de rayonnement, il faut élargir la pente de la phase de PRS.

## BIBLIOGRAPHIES

- [1] Ameziane Djamel, « Etude et Optimisation d'Antennes Fractales Plaquées », Mémoire de Magister de Télécommunications, Université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, 20 mai 2009.
- [2] C.A. Balanis, « Antenna theory, analysis and design », Chap. 6, Wiley & Sons 1982.
- [3] HJ. Visser, « Array and Phased Array Antenna Basics », England, 2005.
- [4] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook", London, Artech House, 2001.
- [5] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," IEEE Proceedings, vol. 80, no.1, pp. 79-91, Jan.1992.
- [6] Odile Picon et coll, « Les antennes Théorie, conception et applications », DUNOD, Paris, 2009, ISBN 978-2-10-054245-1.
- [7] Benabadji Selma, Lallam Chafika, « Conception et modélisation d'une antenne microruban compacte pour une utilisation dans les terminaux mobile », Mémoire présenté pour obtenir le diplôme de Master en Télécommunications, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2012.
- [8] Arab Tarek, « Etude des matériaux composites (Titanate oxyde) : application pour la réalisation des substrats d'antennes miniatures », Mémoire présenté à la faculté de Technologie Département d'Electronique pour l'obtention du Diplôme de Magister, Université Setif-1 UFAS (ALGERIE), le 04 Octobre 2014.
- [9] Belainine Fayçal Abderahmen, Salmi Mohamed Arezki, « Etude de la miniaturisation des antennes par repliement – Application pour la conception d'une antenne 2.4 GHZ », Mémoire de Master en Système Télécommunications, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, 2013-2014.
- [10] Antenna research, Standard antenna terms and Related Formulas, <http://www.ara-inc.com>
- [11] P. F. Combes, « Circuits Passifs, Propagation, Antennes", Micro-ondes Tome 2, Dunod, 1997.
- [12] Abderrahmane Agouzoul, « Conception et réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique à 60 GHZ pour les applications souterraines », Mémoire présenté pour obtenir le diplôme de Magister en ingénierie, Université du Québec, Aout 2013.
- [13] Majed Koubeissi, « Etude d'antennes multifaisceaux à base d'une nouvelle topologie de matrice de bulter. Conception du dispositif de commande associé », Thèse pour obtenir le grade de Docteur, Université de LIMGES, 12 Octobre 2007.
- [14] K. R. Carver and J. W. Mink, « Microstrip Antenna Technology », IEEE Trans. Antennas Propagat, Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.

- [15] I. J. Bahl and P. E. Bhartia, « Microstrip antenna ». Dedham, MA: Artech House, 1980.
- [16] Abba. B, « Contribution à l'étude des antennes microstrip Supraconducteur de forme triangulaire », Mémoire de Magistère en Micro-ondes. Université Mentouri. Constantine 2010.
- [17] Vaudon Patrick, « Les antennes cornets », mémoire de maitrise en Télécommunication, IRCOM-Université de Limoges.
- [18] IEEE « Performance Improvement, Feasibility, and System considerations », Vol. 85, No. 7, July 1997.
- [19] A. Boufrioua, « Contribution à l'étude des antennes à patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant », Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2006.
- [20] Mourad HASSAD, « Modélisation d'une antenne patch réalisée sur un substrat a tenseurs de permittivité et de perméabilité diagonaux », mémoire de Magister électronique option Micro-ondes pour Télécommunication, Université de Batna, 2008.
- [21] S. Courreges, « Les matériaux ferroélectriques et supraconducteurs appliqués à la conception de dispositifs micro-ondes », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [22] M Manzini, A Alu, F Bilotti, and L Vegni, Polygonal patch antenna for wireless communications. IEEE Transactions on vehicular technology, 53(5), September 2004.
- [23] F. Bilotti, A. Alu, M. Manzini, and L. Vegni. Design of polygonal patch antennas with a broad-band behavior via a proper perturbation of conventional rectangular radiators. In Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE, volume 2, pages 268–271 vol.2, June 2003.
- [24] ZHI NING CHEN and MICHAEL Y. W. CHIA. Broadband planar antennas: design and applications. John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [25] Soltane Samia. « ETUDE ET CARACTERISATION D'ANTENNES IMPRIMEES POUR SYSTEME ULTRA-LARGE BANDE », Mémoire présenté en vue de l'obtention du titre de MAGISTER En Génie électrique. Université Mohamed Khider – Biskra, 17/11/2015.
- [26] Tebache Soufiane, « Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées », Mémoire présenté en vue de l'obtention du titre de Magister en Génie électrique, Département de Génie électrique, Université Mohamed Khider – Biskra, 25 juin 2013.
- [27] A. Balanis, « Antenna theory analysis and design », Constantine A. Balanis, Arizona State University Tempe, AZ.2005.
- [28] Odile Picon et Coll, « Les Antennes, théorie, conception et applications », Dunod, Paris, 978-2-10-051989-7, 2009.

- [29] M. Titaouine, « Analyse des antennes microrubans de forme arbitraire par la méthode des moments et le modèle généralisé de la cavité », Thèse de Doctorat, Université de Sétif, Sept. 2007.
- [30] D. Khedrouche, « Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Juin 2009.
- [31] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. Williams, S. A. Long, « The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas », IEEE trans. Antennas Propagat., vol. 49, pp.45-47, Jan. 2001.
- [32] Boualem Mekimah, « Etude du fonctionnement en mode bi-fréquence des patches microbandes emplés et excentrés », Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de magister en Electronique, Université Kasdi Merbah Ouargla.
- [33] F. Chebbara, « Etude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique », Thèse de doctorat, université de Batna, juin 2011.
- [34] P. Versin Rapport de Stage : Conception d'un Réseau d'Antennes Imprimées pour un Sondeur Multicapteurs et Optimisation des Phénomènes de Couplage. INSA de Rennes – Juin 2001.
- [35] Antenne – Cours Universitaire Préparé par Dr Youssef Daher Université Libanaise – Faculté de Génie – Branche 1.
- [36] J. R. James, P. S. Hall and C. Wood "Microstrip Antenna: Theory and Design," London, U.K: Peter Peregrinus, 1981.
- [37] J .R. James and P. S. Hall, "Broadband microstrip antennas", IEEE Electromagnetic Waves Series 28, 1989.
- [38] Jean François Zucker et Fred E. Gariol, "Broadband patch antennas," Artech house, 1995.
- [39] Punit S. Nakar, "Design of compact microstrip patch antenna for use in Wireless/ cellular devices," Thèse de Master, Florida state university, college of engineering, 2004.
- [40] Juan R. Mosing, Fred E. Gardiol, "Rayonnement d'une antenne microruban de forme arbitraire," Ann. Télécommum., vol. 40, no.3-4, 1985.
- [41] Hervé Legay, Raphael Gillard, Jacques citerne, Gerard, "Effet d'un trou métallisé sur les caractéristiques de rayonnement d'une antenne plaque microruban alimentée par une ligne coaxiale à travers le plan de masse," Ann. Télécommum. vol.46, no.7-8, 1991.
- [42] Computer Simulation Technology (CST), Microwave Studio, Version 2011.
- [43] HFSS V.12.1, User's Guide, Ansoft Corporation, Pittsburgh, USA.

- [44] Article, Antenne Cornet Pyramidal Optimum, Par JP Quintin F6EVT.
- [45] Dominic Grenier, « Antennes et propagation radio », Université Laval, Québec, Canada GIV 0A6, Hiver 2016.
- [46] E.W. Matthews, W.G. Scott, C.C. Han, «Multibeam antennas for data communications satellites», ford aerospace & communications corporation, California, U.S.A.
- [47] D. LUC, « Etude d'optimisation d'antenne multisources », PhD, thesis, université de liège, 1986.
- [48] L. Thorel, « calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques : Les antennes », Tome 2 – Cepadues Editions, Toulouse, 1990.
- [49] P. F. Combes, « Transmission en espace libre et sur les lignes », Dunod Université, 1988.
- [50] Y. T. LO, S. W. LEE, « Antenna Handbook - Theory Applications and Design », Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1988.
- [51] C. Chatenet, « Etude de dispositifs rayonnants millimétriques à lentilles diélectriques alimentées par des antennes imprimées. Application à la réalisation de systèmes de télécommunication haut débit », Thèse de doctorat, n° 33-1999, U.E.R. des sciences, Université de Limoges, Novembre 1999.
- [52] J.J. LEE, « Dielectric lens shaping and coma-Correction zoning », Part I and II, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol AP-31- n° 1, January 1983, p. 211.
- [53] David Bidou, « Contribution à l'étude d'antennes fort gain. Applications dans le domaine millimétriques », Thèse de doctorat, n° 14-2003, Université de Limoges, 28 Mai 2003.
- [54] Julien Drouet, « Méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception des antennes à résonateur BIE multi sources », Thèse pour obtenir le grade de docteur, Université de Limoges, 09 octobre 2007.
- [55] Ahmad Kanso, « Etude, conception et réalisation d'antennes BIE bibande - Application au développement d'une structure focale pour des applications spatiales multimédia et multifaisceaux », Thèse pour obtenir le grade de docteur, Université de Limoges, 15 Décembre 2010.
- [56] Agnès Duval, « Nouveau concept d'antenne B.I.E. agile développée pour une application spatiale de "TéléMesure Image" (T.M.I.) », Thèse pour obtenir le grade de docteur, Université de Limoges, 8 juillet 2009.
- [57] M. Thevenot, C. Cheype, A. Reineix, B. Jecko, « Directive photonic band gap antennas », IEEE Transactions on microwaves theory and techniques, n° 47, art. 11 P.2115-2122, Novembre 1999.

- [58] H. Chreim, E. Pointereau, P. Dufrane, B. Jecko, « Omnidirectional electromagnetic band gap antenna for base station applications », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, en cours de publication.
- [59] E. Rodes, M. Diblanc, E. Arnaud, T. Monediere, B. Jecko, « Dual band EBG resonator antenna using a single layer FSS », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, en cours de publication.
- [60] L. Mercier, E. Rodes, J. Drouet, L. Leger, E. Arnaud, M. Thevenot, T. Monediere, B. Jecko, « Steerable and tunable "EBG resonator antennas" using smart metamaterials », IEEE AP-S international symposium National Radio Science Meeting, Albuquerque, New Mexico, 2006.
- [61] Guenad Boumediene, « Synthèse de réseaux d'antennes à réflecteur à faisceaux multiples pour systèmes de télécommunication spatiale », Thèse de Magister en Electronique, Université ABOU BAKR BELKAID, 2005.
- [62] Emmanuel Rodes, « Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications », Thèse pour obtenir le grade de Docteur, Université de LIMOGES, 28 novembre 2006.
- [63] Dominic Grenier, « Antennes et Propagation Radio », Université Laval, Québec, Canada G1V0A6, GEL-4202/GEL-7019, Hiver 2016.
- [64] Chouti Leila, « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage », Mémoire présenté pour obtenir le diplôme de Magister en Electronique, Université MENTOURI-CONSTANTINE, 13/01/2009.
- [65] Adil Kamil, « Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz) », Mémoire présenté pour l'obtention du grade du Maitre ès sciences (M.SC) d'Université du Québec, 2011.
- [66] Présentation du logiciel de simulation CST Studio Suite présentée par : Mr. MERIAH S.M
- [67] T. Weiland, « A discretization method for the solution of Maxwells equations for six component fields », International Journal of Electronics and Communications (AEU), Vol.31, 1977, pp.116-120.
- [68] Belgacem Nassima, « Conception des antennes PIFA mono-bande et multi-bandes GSM, DCS, PCS, UMTS et WIFI », Mémoire pour l'obtention du diplôme de MASTER, Université ABOU BAKR BELKAID, Juin 2013.

- 
- [69] Nabila Aouabdia, « Etude d'un capteur à base de résonateur planaire pour applications au contrôle non destructif », Thèse en co-tutelle présentée pour l'obtention du diplôme Doctorat, Université de Constantine, 2012.
- [70] G.I. Kiani, A.R. Weily, K.P. Esselle, « Frequency selective surface absorber using resistive crossdipoles », IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 4199–4202, 2006.
- [71] J. Shaker, L. Shafai, « Reduced angular sensitivity of frequency selective surfaces », Electronic Letters, Volume 29 n°18: 1655-1657, 1993.
- [72] M. Hosseini, A. Pirhadi, M. Hakkak, « A Novel AMC with little sensitivity to the angle of incidence using 2-layer Jerusalem cross FSS », Progress In Electromagnetics Research, PIER, Volume 64: 43 51, 2006.
- [73] A.N. Tulintseff, Y. Rahmat-Samii, « Scattering analysis of FSS reflectors using Huygens principle », Antennas and Propagation Society International Symposium, Volume 2: 1173–1176, 1992.
- [74] Y. Rahmat-Samii, A. N. Tulintseff, « Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 41: 476–487, 1993.
- [75] I. Hertl, Z. Raido, L. Oliva, « Dipole multireflector antennas », European conference on Antennas and Propagation Proceedings, 2006.
- [76] J. Shaker, M. Cuhaci, J. Sydor, « Application of Fabry Perot resonator for sidelobe suppression of antenna elements and arrays », European Microwave Conference Proceedings, 2001.
- [77] J. Shaker, M. Cuhaci, « A double-layer FSS structure to suppress far sidelobes of an antenna », Microwave and Optical Technology Letters, Volume 39 n°5: 428-432, 2003.
- [78] D.F. Sienvempiper, L. Zhang, R.F. J. Broas, « High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47: 2059-2074, 1999.
- [79] D.F. Sienvempiper, « High impedance electromagnetic surfaces », Thèse de doctorat, University of California Los Angeles, 1999.
- [80] J.C. Vardaxoglou, F. Capolino, « Review of highly-directive flat-plate antenna technology with metasurfaces and metamaterials », European Microwave Conference Proceedings, 2006.



- [81] A. Chauraya, J. Kelly, G.K. Palikaras, C.B. Mulenga, J.A. Flint, A.P. Feresidis, J.C. Vardaxoglou, G. Passalacqua, F. Capolino, M. Albani, «Planar and cylindrical metamaterial structures for antenna applications », Electromagnetic Theory Symposium, 2007.
- [82] Lina Moustafa, « Conception d'antennes à Bande Interdite Electromagnétique large bande et multibandes à base de métasurfaces », Thèse de pour obtenir le grade de Docteur, Université de LIMOGES, 22 septembre 2009.