

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدية  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Master

En Télécommunication

Spécialité : Réseaux & Télécommunications

Présenté par

LAMOURI Soheib Ben Ali

&

KHATIR abdelkrim

---

# Conception et simulation d'une antenne à dépointage de faisceau en Utilisant des matériaux artificiels

---

**Proposé et dirigé par :**

Dr. ZAITER Sabrina

Maitre de conférences/B

USD Blida

Année Universitaire 2022-2023

# Remerciements

Merci à notre DIEU tout-puissant « ALLAH » qui nous avoir guidé et donné le pour réaliser ce travail.

Nous adressons nos sincères remerciements à notre Encadrante Mme. S .Zaiter, pour sa très grande patience, sa compréhension, ses compétences scientifiques aussi pour son aide à l'accomplissement de ce travail. On tient notamment à adresser l'expression de notre sincère reconnaissance aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail. Nous voudrions également remercier nos enseignants et professeurs de Département Électronique qui nous ont chargés de connaissances et nous ont propulsés vers cette étape de notre vie.

Enfin, nous remercions nos parents, nos frères et nos sœurs ainsi que nos amis les plus proches pour leurs mots et leurs actions d'encouragement.

---

## ملخص

الهدف من هذا العمل هو تصميم هوائي اتجاه موقع الحزمة. للقيام بهذه المواد الاصطناعية (الأسطح الخارقة) تم تقديمها. لأداء تظهر النتائج التي تم. CST Microwave Studio Suite هذا العمل، تم استخدام برنامج المحاكاة الكهرومغناطيسية جيجا هرتز  $f = 10$  بزواوية منزوعة من 74 درجة حول التردد dBi الحصول عليها أن الهيكل الهوائي المقترح له اتجاه 10.1

**كلمات المفاتيح:** هوائي التصحيح، الأسطح الفوقية، المواد الاصطناعية

---

## Résumé

L'objectif de ce travail est de concevoir une antenne directive à dépointage de faisceau. Pour ce faire des matériaux artificiels (métasurfaces) ont été introduits. Afin de réaliser ce travail, on a utilisé le logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio Suite. Les résultats obtenus montrent que la structure antennaire proposée présente une directivité de 10.1dBi avec un angle de dépointage de  $74^\circ$  autour de la fréquence  $f=10$  GHz.

**Mots clés :** antenne patch, métasurfaces, matériaux artificiels, PRS.

---

## Abstract

The objective of this work is to design a directional antenna with beam steering. To do this, partially reflective surface with artificial materials (metasurfaces) have been introduced. In order to carry out this work, we used the electromagnetic simulation software CST Microwave Studio Suite. The results obtained show that the proposed antenna structure has a directivity of 10.1dBi with a beam steering angle of  $74^\circ$  around 10 GHz.

**Keywords:** patch antenna, metasurfaces, artificial material, PRS.

---

# Table des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Liste des acronymes

Introduction générale.....1

## Chapitre I : Généralités sur les antennes

I.1 Introduction..... 2

I.2. Définition d'une antenne..... 2

I.3 Les caractéristiques générales d'une antenne..... 3

I.4 Différents types d'antennes..... 9

I.4.1 Antennes filaires ..... 9

I.4.2 Les antennes à réflecteur parabolique..... 10

I.4.3 Les antennes à ouverture (cornet) ..... 11

I.4.4 Les antennes imprimées ..... 11

I.4.4.1 Différentes formes de l'élément rayonnant (patch)..... 12

I.4.4.2 Techniques d'alimentation des antennes patches..... 12

I.4.4.3 Avantages et les limites des antennes imprimées..... 15

I.4.4.4 Différentes techniques utilisées pour améliorer les performances en rayonnement des antennes imprimées..... 16

I.5 Conclusion ..... 19

## Chapitre II : Matériaux artificiels aux antennes

II.1 Introduction..... 21

II.2 Les matériaux artificiels ..... 21

II.2.1 Les méta-matériaux ..... 21

II.2.1.1 Principe de fonctionnement d'un matériau main gauche ..... 22

II.2.1.2 Création de matériaux main gauche (Meta matériaux) ..... 23

II.2.1.3 Applications des méta-matériaux ..... 25

II.2.2 Les métasurfaces

II.2.2.1 Les surfaces sélectives en fréquence .....	27
II.2.2.2 Les surfaces à haute impédance .....	28
II.2.2.3 Autres Métasurfaces .....	30
II.2.3 Les cristaux photoniques .....	31
II.2.3.1 Historique .....	31
II.2.3.2 Principe de fonctionnement .....	32
II.2.3.3 Applications .....	33
II.3 Conclusion .....	34
 <b>Chapitre III : Conception et simulation d'antennes à dépointage de faisceau</b>	
III.1 Introduction .....	36
III.2 Technologies de dépointage de faisceau .....	36
III.2.1 Dépointage de faisceau mécanique .....	36
III.2.2 Dépointage de faisceau électronique .....	36
III.2.3 Dépointage de faisceau à l'aide des matériaux artificiels.....	38
III.3 Conception et simulation d'antenne à dépointage de faisceau.....	36
III.3.1 Cahier des charges.....	40
III.3.2 Choix de l'outil de la simulation.....	41
III.3.3 Configuration de la cellule unitaire .....	42
III.3.4 Conception et simulation de l'antenne de référence.....	43
III.3.4.1 Antenne source .....	43
III.3.4.2 Ajout de PRS homogène a métasurfaces .....	45
III.4 Conception et simulation d'antennes à dépointage de faisceau.....	48
III.4.1 Grille inductive inhomogène .....	48
III.4.2 Grille capacitive inhomogène.....	58
III.4.3 Substrat inhomogène .....	67
III.5 Antenne à dépointage de faisceau finale proposée .....	77

III.5.1. PRS à grille inductive et capacitive inhomogènes .....	76
III.5.2 PRS à grille inductive et substrat inhomogènes .....	77
III.5.3.PRS à grille capacitive et substrat inhomogènes.....	78
III.6 Bilan de comparaison .....	80
III.7 Conclusion.....	82
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>83</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>84</b>

# Liste des figures

<b>Figure I.1</b> : une émission et réception avec deux antennes. ....	2
<b>Figure I.2</b> : Exemple d'un diagramme de rayonnement. ....	3
<b>Figure I.3</b> : Diagramme de rayonnement isotrope. ....	4
<b>Figure I.5</b> Diagramme de rayonnement d'une antenne directive. ....	5
<b>Figure I.6</b> : $S_{11}$ d'une antenne patch fonctionnant à la fréquence $f=5\text{GHz}$ . ....	6
<b>Figure I.7</b> : Bande passante d'une antenne. ....	7
<b>Figure I.8</b> : Bande passante en rayonnement à -3dB. ....	7
<b>Figure I.9</b> : Angle d'ouverture à -3dB. ....	8
<b>Figure I.10</b> : Polarisation d'une onde EM. ....	9
<b>Figure I.11</b> : Exemples d'antennes filaires. a) Antenne Monopole. b) Antenne Dipôle. c) Antenne Hélice. ....	10
<b>Figure I.12</b> Principe de fonctionnement d'une antenne parabole. ....	10
<b>Figure I.14</b> : Antenne imprimée alimentée par une ligne micro ruban. ....	11
<b>Figure I.15</b> : Divers types d'éléments rayonnants. ....	12
<b>Figure I.16</b> : Alimentation par ligne coaxial. ....	13
<b>Figure I.17</b> : Alimentation par ligne microbande. ....	13
<b>Figure I.18</b> : Alimentation couplée par ouverture (fente) . ....	14
<b>Figure I.19</b> : Alimentation couplée par proximité. ....	14
<b>Figure I.20</b> : L'antenne large bande proposé dans [16] et son niveau d'adaptation. ....	17
<b>Figure I.21</b> : La configuration 3D et le coefficient de réflexion. ....	17
<b>Figure I.22</b> : Géométrie du réseau d'antennes proposé dans [18] a) réseaux d'antennes, b) diagramme de rayonnement. ....	18
<b>Figure I.23</b> : Photographie de l'antenne hybride 8x8 fentes fabriquée. ....	19
<b>Figure II. 1</b> Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité $\epsilon$ et perméabilité $\mu$ [22]. ....	22
<b>Figure II. 2</b> Trièdre des vecteurs ( $\vec{E}$ , $\vec{H}$ , $\vec{K}$ ) pour une onde électromagnétique (a): Milieu à Matériaux conventionnel, (b): Milieu à Méta-matériaux (main-gauche).[33] ....	23
<b>Figure II. 3</b> Vitesse de phase et vitesse de groupe, (a): Milieu à matériau conventionnel, (b): Milieu à méta matériau (main-gauche).[33] ....	23
<b>Figure II. 4</b> Structure fils métalliques fins présentant $\epsilon$ négative et $\mu$ positive quand $E \parallel z$ . Avec : $\omega_{pe}$ représente la pulsation de plasma électrique des fils métalliques et $\omega$ : la pulsation d'excitation de la source. ....	24
<b>Figure II. 5</b> Structure résonateur en anneau fendu présentant positive/ négative quand $H \perp z$ [35]. ....	24
<b>Figure II. 6</b> Première structure de méta matériaux, constituée de fils fins (Thin Wires 'TWs) et des RAFs introduite par l'équipe de l'université De la Californie San Diego[27] . ....	25
<b>Figure II.7</b> (a) antenne patch à large bande et leur $S_{11}$ [22], (b) antenne patch avec trois cellules unitaires de type CDRR et leurs $S_{11}$ [28] ....	26
<b>Figure II. 8</b> Différents models FSS. ....	27
<b>Figure II. 9</b> antenne patch avec superstrat FSS, b) diagramme de rayonnement de l'antenne résultante [29]. ....	28
<b>Figure II. 10</b> a). Surface corruguée, b).Surface à haute impédance et le schéma électrique de sa cellule élémentaire. ....	29
<b>Figure II. 11</b> a).Antenne patch a substrat HIS, b). Diagramme de rayonnement de l'antenne résultante [30]. ....	30

<b>Figure II. 12</b> a).Antenne a cavité résonante avec superstrat a correction de phase, b). Diagramme de rayonnement de l'antenne résultante [21].....	31
<b>Figure II. 13</b> Représentation des cristaux photoniques 1D, 2D et 3D .....	32
<b>Figure II. 14</b> Représentation schématique de l'interférence des ondes réfléchies à l'intérieur d'un réseau de Bragg 1D. ....	32
<b>Figure II. 15</b> a)Antenne patch avec superstrat BIP 1D, b) diagramme de rayonnement de l'antenne résultante [31].....	33
<b>Figure III. 1</b> Antenne réseau à balayage de faisceau électronique. ....	37
<b>Figure III. 2</b> Antenne a cavité résonante autrement appelée antenne Fabry-pérot .....	38
<b>Figure III. 3</b> Antenne a cavité résonante autrement appelée antenne Fabry-pérot[34].....	39
<b>Figure III. 4</b> Configuration de la cellule unitaire simulée sur CST .....	42
<b>Figure III. 5</b> Résultats de simulation de la cellule unitaire .....	43
<b>Figure III. 6</b> Antenne patch source fonctionnant à $f=10\text{GHz}$ simulée sur CST .....	44
<b>Figure III. 7</b> Résultats de simulation de l'antenne source .....	44
<b>Figure III. 8</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne source .....	45
<b>Figure III. 9</b> Antenne de référence.....	46
<b>Figure III. 10</b> Résultats de simulation de l'antenne de référence a) Niveau d'adaptation, b). Diagramme de rayonnement en directivité à $f=9.946\text{ GHz}$ . ....	46
<b>Figure III. 11</b> Diagramme de rayonnement à $f=9.946\text{GHz}$ ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ ....	47
<b>Figure III. 12</b> Résultats de simulation de la cellule unitaire .....	49
<b>Figure III. 13</b> PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1).....	50
<b>Figure III. 14</b> Gradient de phase obtenu avec le PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1).....	50
<b>Figure III. 15</b> Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1).....	51
<b>Figure III. 16</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	51
<b>Figure III. 17</b> PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2).....	52
<b>Figure III. 18</b> Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille inductive inhomogène (configuration 2).....	53
<b>Figure III. 19</b> Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2).....	53
<b>Figure III. 20</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	54
<b>Figure III. 21</b> PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3).....	55
<b>Figure III. 22</b> Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille inductive inhomogène (configuration 3).....	55
<b>Figure III. 23</b> Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3).....	56
<b>Figure III. 24</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	56
<b>Figure III. 25</b> Résultats de simulation de la cellule unitaire.....	58
<b>Figure III. 26</b> PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1) .....	59
<b>Figure III. 27</b> Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille inductive inhomogène (configuration 1).....	60
<b>Figure III. 28</b> Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1).....	60
<b>Figure III. 29</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	61
<b>Figure III. 30</b> PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2) .....	62

<b>Figure III. 31</b> Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille capacitive inhomogène (configuration 2).....	62
<b>Figure III. 32</b> Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2).....	62
<b>Figure III. 33</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	63
<b>Figure III. 34</b> PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 3) .....	63
<b>Figure III. 35</b> Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille capacitive inhomogène (configuration 2).....	64
<b>Figure III. 36</b> Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3).....	65
<b>Figure III. 37</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 3) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	65
<b>Figure III. 38</b> Résultats de simulation de la cellule unitaire pour variation $\epsilon_r$ avec $w=2.5\text{mm}$ et $g=0.4$ a). Module du coefficient de réflexion, b). Phase du coefficient de réflexion, c). Module du coefficient de transmission, d). Phase du coefficient de transmission.....	66
<b>Figure III. 39</b> PRS à substrat inhomogène (configuration 1).....	68
<b>Figure III. 40</b> Gradient de phase obtenu avec le PRS a substrat inhomogène (configuration 1) .....	69
<b>Figure III. 41</b> Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 1).....	69
<b>Figure III. 42</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 1) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	70
<b>Figure III. 43</b> PRS à substrat inhomogène (configuration 2).....	70
<b>Figure III. 44</b> Gradient de phase obtenu avec le PRS a substrat inhomogène (configuration 2) .....	71
<b>Figure III. 45</b> Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 2).....	72
<b>Figure III. 46</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 2) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	72
<b>Figure III. 47</b> PRS à substrat inhomogène (configuration 3).....	73
<b>Figure III. 48</b> Gradient de phase obtenu avec le PRS a substrat inhomogène (configuration 3).....	74
<b>Figure III. 49</b> Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 3).....	74
<b>Figure III. 50</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 3) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	75
<b>Figure III. 51</b> adaptation de l'antenne proposée (1).....	75
<b>Figure III. 52</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée (1) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	77
<b>Figure III. 53</b> Niveau d'adaptation de l'antenne proposée (2).....	77
<b>Figure III. 54</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée (2) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	78
<b>Figure III. 55</b> Niveau d'adaptation de l'antenne proposée (3).....	79
<b>Figure III. 56</b> Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée (3) ; a) plan $\varphi=0^\circ$ ; b) plan $\varphi=90^\circ$ .....	80

# Liste des tableaux

<b>Tableau I.1</b> .....	15
<b>Tableau III.1</b> Cahier des charges de l'antenne a dépointage proposée.....	40
<b>Tableau III.2</b> Résultats de simulation de l'antenne patch a $f=10\text{Gz}$ .....	44
<b>Tableau III.3:</b> Résultats de simulation de l'antenne de référence à $f=9.946\text{Ghz}$ . .....	46
<b>Table III.4:</b> Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1).....	51
<b>Tableau III.5 :</b> Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2).....	53
<b>Tableau III.6:</b> Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3).....	55
<b>Tableau III .7 :</b> Comparaison des performances de l'antenne a PRS homogène et l'antenne avec PRS a grille inductive inhomogène.....	59
<b>Tableau III.8:</b> Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1).....	60
<b>Tableau III .9:</b> Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2).....	63
<b>Tableau III .10:</b> Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2).....	66
<b>Tableau III .11 :</b> Comparaison des performances de l'antenne a PRS homogène et l'antenne avec PRS a grille capacitive inhomogène.....	67
<b>Tableau III-12 :</b> Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1).....	70
<b>Tableau III.13:</b> Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 2).....	72
<b>Tableau III .14:</b> Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 3).....	74
<b>Tableau III.15:</b> Comparaison des performances de l'antenne a PRS homogène et l'antenne avec PRS a substrat inhomogène.....	75
<b>Tableau III.16:</b> Résultat de simulation de l'antenne proposée (1).....	77
<b>Tableau III.17</b> resultat de simulation de l'antenne proposée (2).....	78

<b>Tableau III.18</b> resultat de simulation de l'antenne proposée (3).....	79
<b>Tableau III.19</b> Bilan de comparaison avec l'antenne de littérature [36].....	80

# Liste des abréviations

*EM* : électromagnétique.

*FSS*: frequency selective surfaces.

*HIS*: High impedance surfaces.

*MMIC*: Microwave Monolithic Integrated Circuit.

*PA* : la puissance électrique d'entrée.

*PR* : la puissance rayonnée.

*PRS* : Surface Plasmon Resonance.

# **Introduction générale**

L'antenne joue un rôle essentiel dans les systèmes de communications par voie hertzienne en permettant la transmission et la réception d'ondes électromagnétiques. Au fil des dernières décennies, elle a fait l'objet de nombreuses études approfondies, ce qui a conduit à une grande variété d'antennes. En fonction du domaine d'application, plusieurs antennes dont le principe de fonctionnement et la géométrie sont différentes ont été développées. Parmi ces antennes on peut citer, les antennes patch, les dipôles, les antennes à ouvertures, les antennes à réflecteur, les réseaux d'antennes, ...etc.

Ces dernières années, la demande d'antennes à faible profil pour les applications spatiales et aéronautiques n'a cessé d'augmenter. Par exemple, l'accès à Internet est limité sur les véhicules en mouvement tels que les avions, les trains et les bateaux. Ces véhicules en mouvement constant nécessitent l'utilisation de relais satellites. Afin d'établir une connexion avec un satellite, il est nécessaire que l'antenne ait un gain élevé et que son faisceau soit constamment pointé vers le satellite. Aussi, dans les liaisons point à point, il est important de focaliser tout le rayonnement de l'antenne d'émission vers l'antenne réceptrice cible et ne pas envoyer le rayonnement dans tous les sens. Aussi, pour certaines applications, orienter le faisceau rayonné par l'antenne d'émission permet d'éviter les interférences dues aux antennes voisines. Pour répondre à ces besoins, les systèmes actuels ne parviennent pas à atteindre les performances requises tout en maintenant un profil bas. En effet, les antennes actuelles combinent des composants électroniques et mécaniques, ce qui les rend relativement encombrantes.

L'émergence des métamatériaux permet aujourd'hui la conception de milieux artificiels possédant des propriétés indisponibles dans la nature. Ces matériaux offrent un contrôle sur la propagation des ondes électromagnétiques selon les besoins. Lorsqu'ils sont appliqués aux antennes, ils permettent la création de nouveaux types d'antennes et repoussent les limites technologiques des systèmes actuels. Dans le domaine spatial et aéronautique, les métasurfaces, présentent un intérêt particulier. Elles permettent la conception d'antennes à profil bas, offrant ainsi une alternative aux systèmes encombrants actuellement utilisés. Aussi, selon le type de metasurfaces utilisé, il est possible d'améliorer les performances de rayonnement des antennes (gain, directivité, bande passante...) et aussi contrôler la position du faisceau principal rayonné.

L'objectif de ce travail est de capitaliser sur les développements récents des métasurfaces afin de concevoir des antennes adaptées aux applications spatiales et aéronautiques. Ce mémoire est divisé en trois chapitres :

Le chapitre 1 présentera des généralités sur les antennes ainsi que les caractéristiques des antennes imprimées.

Dans le chapitre 2 un état de l'art sur les matériaux artificiels est établi. Le principe de fonction des différentes grandes familles des matériaux artificiels à savoir : les metamateriaux, les metasurfaces et les cristaux photoniques est exposé. On citera aussi dans le même chapitre les domaines d'application de ces matériaux.

Dans le dernier chapitre, les propriétés des metasurfaces sont exploitées pour enfin proposer un ensemble d'antennes à dépointage de faisceau.

Nous terminerons notre étude par une conclusion générale en indiquant les perspectives de ce travail.

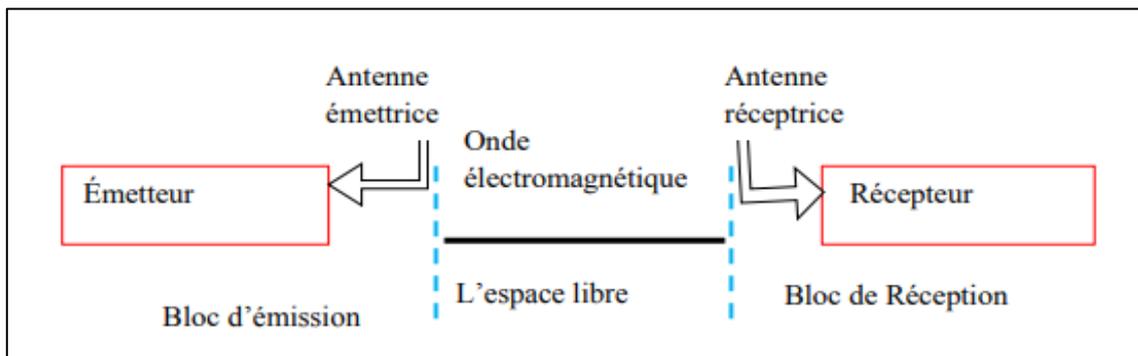
# **Chapitre I : Généralités sur les antennes**

## I.1 Introduction

Les antennes sont des dispositifs électromagnétiques utilisés pour transmettre ou recevoir des ondes électromagnétiques, telles que les ondes radio, les ondes de télévision et les signaux de téléphonie mobile. Elles représentent un élément crucial dans la technologie de communication moderne, les antennes peuvent être de différentes formes et tailles, et leur choix dépend de l'application. Elles sont souvent utilisées dans la navigation, la surveillance, la météorologie et de nombreuses autres applications. Dans ce premier chapitre, nous explorerons les principes de base des antennes, nous donnons quelques exemples des grandes familles d'antennes, on expliquera leur fonctionnement ainsi que les différentes applications pour lesquelles elles sont utilisées.

## I.2 Définition d'une antenne

Une antenne est un dispositif qui permet l'émission ou la réception d'ondes électromagnétiques. Elle est constituée d'un ou de plusieurs conducteurs métalliques agencés de manière à rayonner ou piéger des ondes électromagnétiques. Il existe différents types d'antennes à savoir : les antennes filaires, les antennes paraboliques, les antennes cornet, les antennes - imprimées, ...etc. Le choix de l'antenne dépend de plusieurs paramètres qui sont en relation directe avec le domaine d'application tel que : la fréquence de fonctionnement, la direction dans laquelle le signal doit être envoyé ou reçu sa puissance, ainsi que d'autres paramètres.[1]



**Figure I.1** : une émission et réception avec deux antennes.

### I.3 Les caractéristiques générales d'une antenne

Les paramètres de rayonnement d'une antenne sont les propriétés qui définissent son comportement et ses performances en rayonnement. Lors du choix d'une antenne pour une application donnée, il faut prendre en considération son diagramme de rayonnement, son gain, sa directivité...

#### a) Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est défini comme étant la représentation graphique de la distribution de l'énergie rayonnée dans l'espace libre[2]. Il est généralement composé de :

- **Lobe principal**

Il s'agit de la direction de rayonnement privilégiée de l'antenne.

- **Lobes secondaires**

Ce sont les plus petits lobes qui se trouvent à côté du lobe principal. Ils représentent la direction dans laquelle une partie de l'énergie est rayonnée, mais à une intensité plus faible par rapport au lobe principal. Il est préférable de les minimiser au maximum lors de la conception de l'antenne.

- **Lobes arrière**

C'est le lobe situé à l'opposé du lobe principal, plus précisément à la direction opposée à laquelle l'énergie est principalement rayonnée.

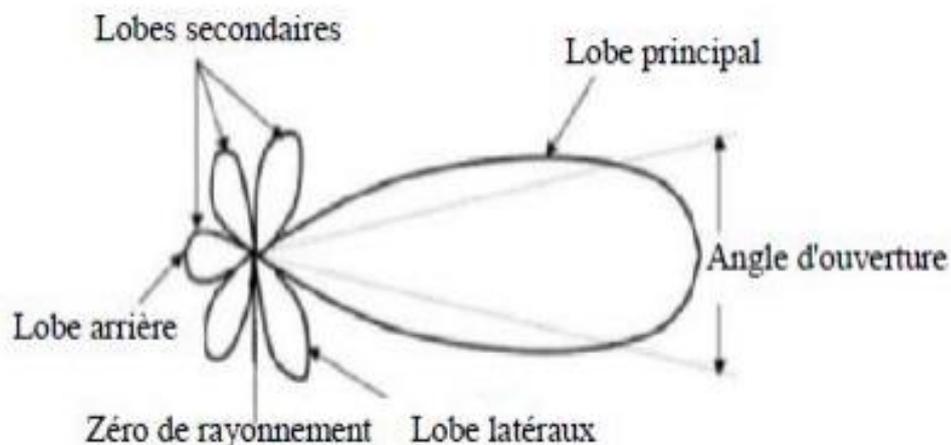
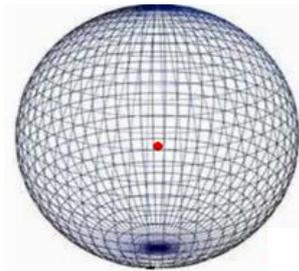


Figure I.2 : Exemple d'un diagramme de rayonnement.

Il existe différents types de diagramme de rayonnement parmi lesquels on peut citer[3] :

**a.1) Diagramme de rayonnement isotrope**

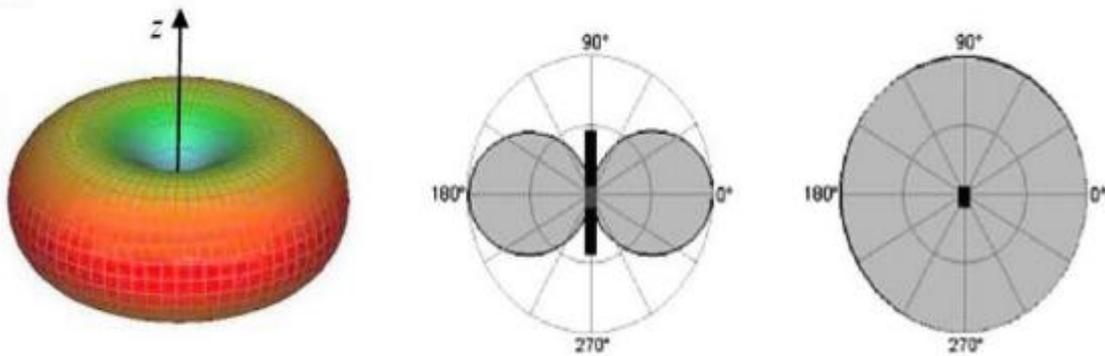
Pour ce type de diagramme de rayonnement, la puissance est rayonnée uniformément dans toutes les directions, de manière égale. Ce diagramme de rayonnement n'est pas physique mais plutôt théorique il est utilisé pour les calculs de référence.



**Figure I.3** : Diagramme de rayonnement isotrope.

**a.2) Diagramme de rayonnement omnidirectionnel**

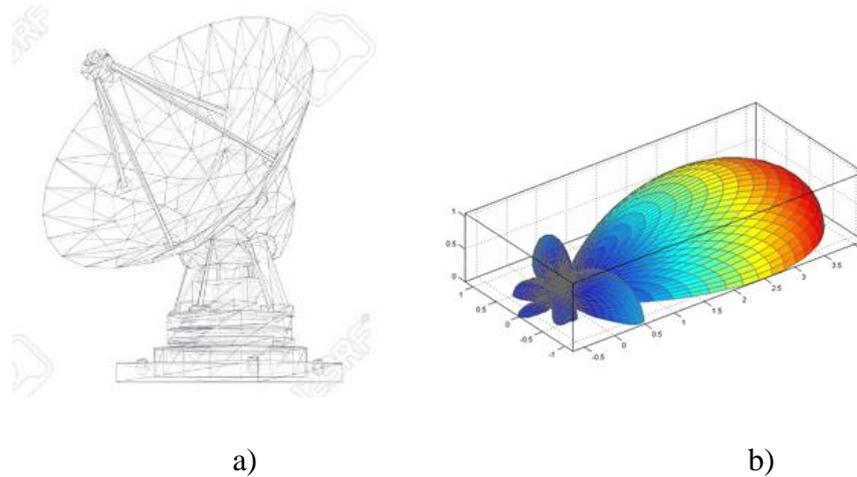
Comme montré sur la figure I.4, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel possède une répartition uniforme du rayonnement dans toutes les directions dans le plan horizontal et directive sur le deuxième plan vertical. Les antennes avec un tel diagramme de rayonnement sont généralement utilisées dans les applications nécessitant une couverture à 360 degrés.



**Figure I.4** Diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

### a.3 ) Diagramme de rayonnement directionnel

Contrairement aux deux types de rayonnement vu jusqu'ici, une antenne a rayonnement directionnel à la propriété de focaliser l'énergie rayonnée dans certaines directions que dans d'autres. Les figures 1.5 représentent le diagramme de rayonnement d'une antenne parabole qui est plus directionnelle dans le plan horizontal que dans le plan vertical.



**Figure I.5** Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.a) Antenne parabole.b) Son diagramme de rayonnement en 3D.

Les antennes possédantes un tel diagramme de rayonnement sont utilisées dans des applications telles que les radars, les systèmes de communication point à point ou les systèmes de suivi.

#### b) Le gain

Il représente la quantité d'énergie transmise ou reçue par l'antenne dans une direction donnée, par rapport à une antenne isotrope. Il est souvent exprimé en décibels (dB) et peut varier en fonction de la fréquence de fonctionnement et de la conception de l'antenne. Il est calculé comme étant le rapport entre la puissance rayonnée dans le lobe principal et la puissance rayonnée par une antenne de référence, isotrope ou dipolaire.[4]

$$G(\Theta, \varphi) = 4 * \pi \frac{p(\Theta, \varphi)}{p_a} \quad (1.1)$$

**c) La directivité**

La directivité d'une antenne décrit sa capacité à concentrer le rayonnement dans une direction précise. Elle représente le rapport entre sa densité de puissance rayonnée dans une certaine direction et la densité de puissance rayonnée par l'antenne isotrope. La relation entre le gain  $G_{\max}$  et la directivité  $D$  est [4] :

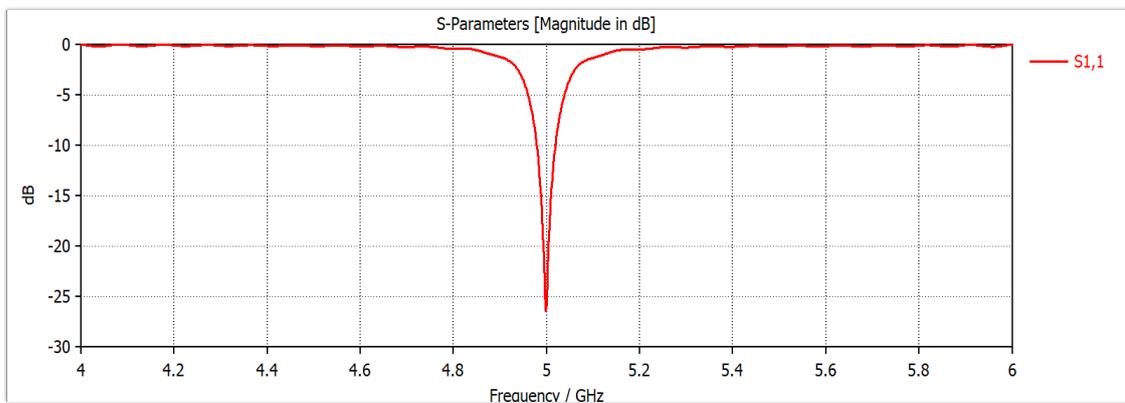
$$G_{\max} = \eta * D \tag{1.2}$$

Avec :

$\eta$ : est l'efficacité de rayonnement qui regroupe l'ensemble des pertes dues à la structure de l'antenne.

**d) Adaptation  $S_{11}$**

Le niveau d'adaptation  $S_{11}$ , également appelée le coefficient de réflexion indique la quantité d'énergie réfléchié par rapport à celle transmise a l'antenne. Une valeur proche de zéro indique une bonne adaptation, tandis qu'une valeur élevée indique une mauvaise adaptation [4].



**Figure I.6** :  $S_{11}$  d'une antenne patch fonctionnant à la fréquence  $f=5\text{GHz}$ .

**e) La bande passante en adaptation**

Elle représente la plage de fréquence dans laquelle une antenne ou un circuit électronique peut fonctionner efficacement avec une adaptation d'impédance optimale. Elle est calculée suivant l'équation (1.3) [5].

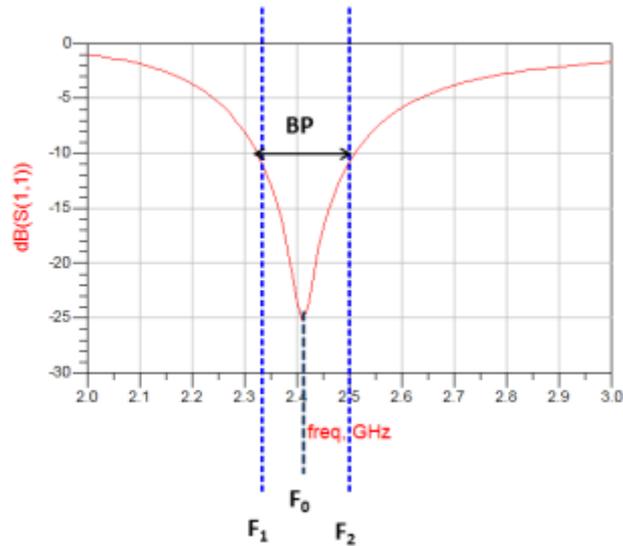


Figure I. 7 : Bande passante d’une antenne.

$$Bp(\%) = 100 \times \frac{F_2 - F_1}{F_0} \quad (1.3)$$

$F_0$  : Fréquence de Résonnance.

$F_1$ : la fréquence inférieure à laquelle le signal est transmis efficacement.

$F_2$ : la fréquence supérieure à laquelle le signal est transmis efficacement.

**f) La bande passante en rayonnement**

La bande passante en rayonnement est la bande de fréquence sur laquelle la puissance rayonnée en sortie baisse de moitié (fig. I.8). Une forte directivité implique souvent une faible bande passante au rayonnement.[6]

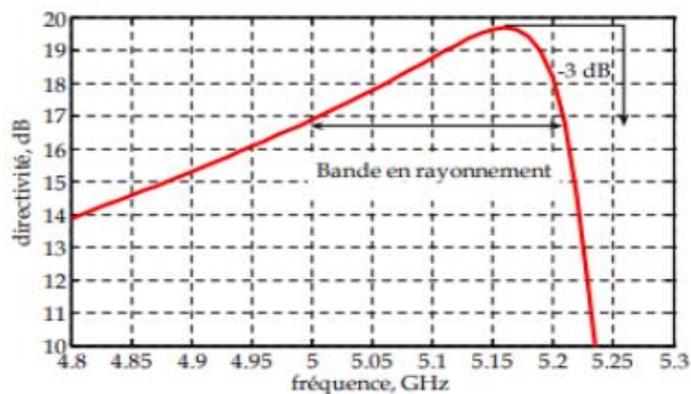


Figure I.8 : Bande passante en rayonnement à -3dB

### g) Angle d'ouverture à -3dB

L'angle d'ouverture est une mesure de la largeur du lobe principal d'un diagramme de rayonnement. L'angle d'ouverture à -3 dB, noté  $\Delta\theta_{-3dB}$ , représente la région de l'espace dans laquelle la majorité de la puissance est rayonnée. Cet angle est défini comme l'intervalle entre les deux directions du lobe principal où la puissance rayonnée est réduite de moitié par rapport à la direction de rayonnement maximale. Il fournit une indication de la plage angulaire dans laquelle l'antenne concentre principalement son énergie rayonnée.[7]

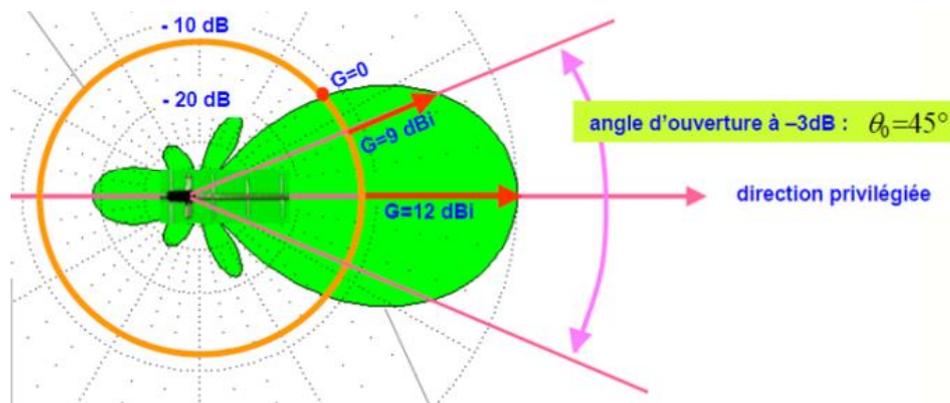


Figure I.9 : Angle d'ouverture à -3dB

### h) Le Rendement

Le rendement d'une antenne, noté  $\eta$ , représente le rapport entre la puissance totale rayonnée par l'antenne  $P_R$  et la puissance qui lui est fournie  $P_A$ . Autrement dit, il indique l'efficacité de l'antenne à transformer l'énergie électrique en énergie rayonnée, en prenant en compte les pertes internes du système.

$$P_R = \eta \cdot P_A \quad (1.4)$$

### i) Polarisation

La polarisation d'une antenne est déterminée à partir de la direction du champ électrique de l'onde émise ou reçue par cette dernière. Selon le domaine d'application, les antennes peuvent avoir une polarisation soit linéaire, circulaire ou même elliptique.[8]

#### i.1) Polarisation linéaire

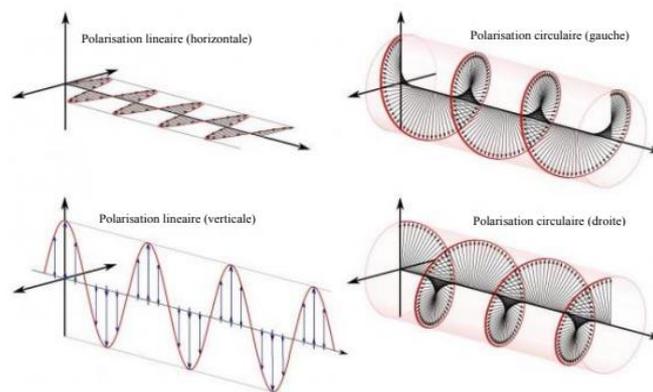
La polarisation est dite linéaire si le champ électrique rayonnée par l'antenne oscille dans une direction fixe le long d'une ligne droite. Cette direction peut être verticale, horizontale ou inclinée à un angle spécifique par rapport à l'axe de référence.

### **i.2) Polarisation circulaire**

En polarisation circulaire, le champ électrique rayonné par l'antenne décrit une trajectoire circulaire. La polarisation est dite circulaire droite si le champ E tourne dans le sens des aiguilles d'une montre. Par ailleurs, elle est dite circulaire gauche si le champ E tourne dans le sens contraire des aiguilles d'une montre.

### **i.3) Polarisation elliptique**

La polarisation elliptique est dite elliptique droite ou gauche, en fonction de la forme de l'ellipse tracée par la trajectoire du champ électrique. Dans la polarisation elliptique droite, l'ellipse est orientée dans le sens des aiguilles d'une montre lorsqu'elle est observée dans la direction de propagation de l'onde électromagnétique. En revanche, dans la polarisation elliptique gauche, l'ellipse est orientée dans le sens inverse des aiguilles d'une montre lorsqu'elle est observée dans la direction de propagation.



**Figure I.10 :** Polarisation d'une onde EM.

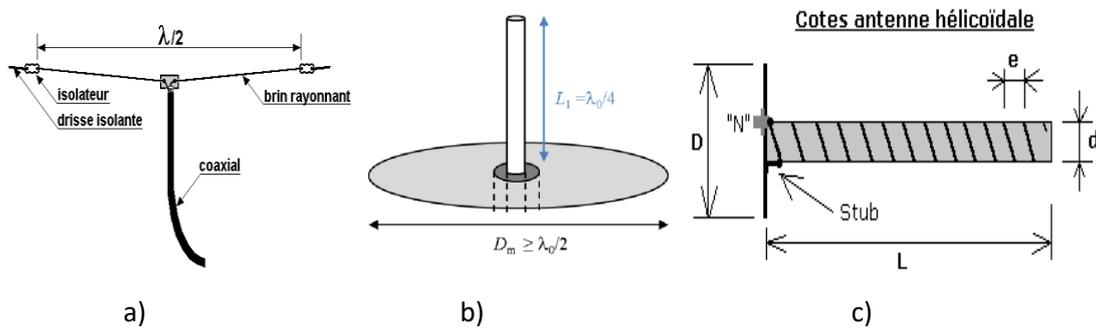
## **I.4 Différents types d'antennes**

Parmi les grandes familles d'antennes qui sont à l'origine de l'ensemble des structures rayonnantes on peut citer [9]:

### **I.4.1 Antennes filaires**

C'est le type d'antenne le plus simple et le plus courant. Elles sont généralement constituées d'un fil métallique de longueur appropriée, qui peut être soit droit, courbé ou même en forme de boucle. Ce type d'antenne est souvent utilisé pour les transmissions à courte distance, comme que la communication radio à courte portée, parmi les antennes filaires les

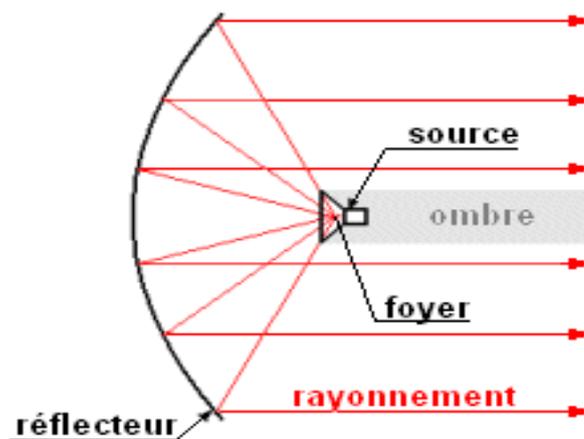
plus utilisées on peut citer : l'antenne dipôle, l'antenne monopôle, l'antenne filaire en boucle, l'antenne hélice ...etc.



**Figure I.11** : Exemples d'antennes filaires. a) Antenne Monopôle. b) Antenne Dipôle. c) Antenne Hélice.

#### I.4.2 Les antennes à réflecteur parabolique

Autrement appelées antennes paraboliques, ces antennes sont constituées d'une source d'émission associée à une surface métallique réfléchissante de forme parabolique comme montré sur la figure 1.12. La source placée au foyer de la parabole envoie l'onde vers le réflecteur parabolique. Ainsi et selon les propriétés bien connue de la parabole, tous les rayons provenant de la source seront réfléchis parallèlement. Une telle configuration permet une réception ou une transmission plus efficace.

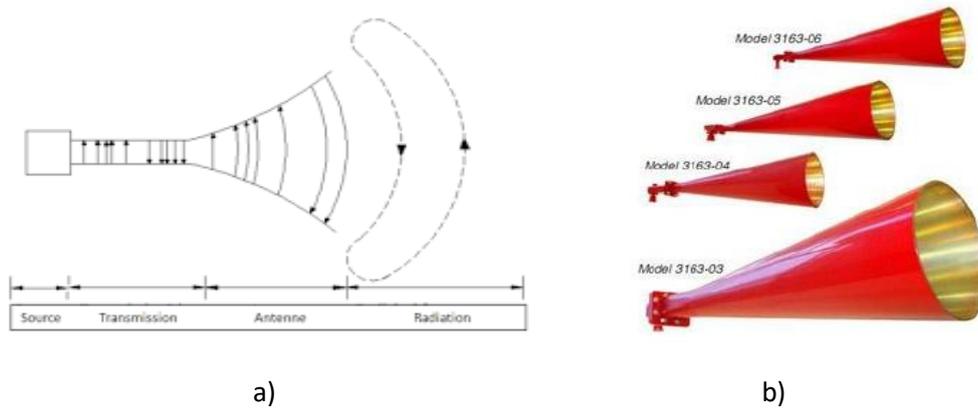


**Figure I.12** Principe de fonctionnement d'une antenne parabole.

Une telle configuration permet une réception ou une transmission plus efficace. Les antennes paraboliques offrent une directivité élevée et un gain élevé, ce qui les rend adaptées aux applications de télécommunications, de diffusion par satellite et d'observation spatiale.

### I.4.3 Les antennes à ouverture (cornet)

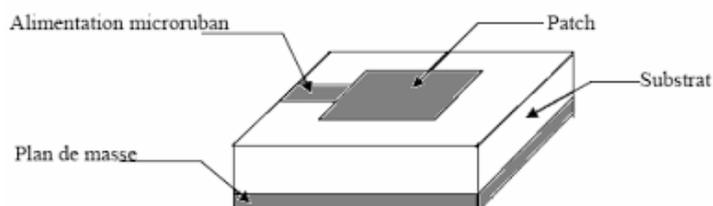
Les antennes cornet sont des guides d'ondes dont la section augmente progressivement avant de se terminer par une ouverture rayonnante. La section peut être rectangulaire, carrée ou circulaire. Ces antennes possèdent un diagramme de rayonnement hautement directionnel et une très large bande passante. On les retrouve, dans toutes les bandes de fréquences, dans de nombreux systèmes de télécommunications tels que les radars, les antennes satellites... etc.. [13]



**Figure I.13** Antenne cornet. a) Principe de fonctionnement d'une antenne cornet b). Antennes cornets cylindriques.

### I.4.4 Les antennes imprimées

Les antennes imprimées, appelées aussi antennes patch sont des antennes récentes dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elles sont constituées d'un patch métallique monté sur un substrat avec un plan de masse. Les courants sont amenés du générateur à l'antenne par une ligne micro ruban comme montré sur la figure I.14. [10]

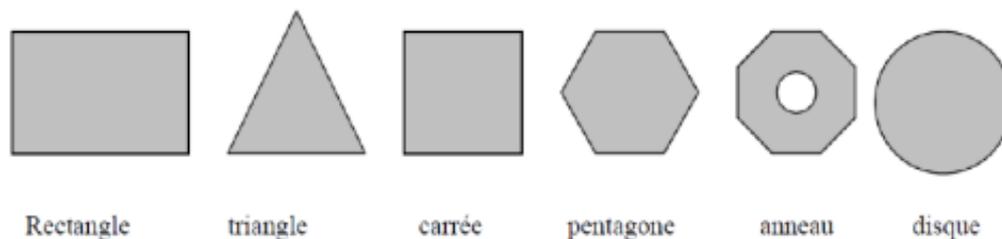


**Figure I.14** : Antenne imprimée alimentée par une ligne micro ruban

Le principal intérêt des antennes imprimées réside dans la possibilité d'en constituer des réseaux de plusieurs dizaines d'éléments, voire plusieurs centaines. Ces réseaux ont des performances largement supérieures à celles d'un élément isolé.

#### I.4.4.1 Différentes formes de l'élément rayonnant (patch)

L'élément rayonnant autrement appelé patch peut prendre des formes géométriques arbitraires. Parmi Les formes les plus utilisées, on distingue : la forme circulaire, la forme rectangulaire, la forme triangulaire ainsi d'autres formes. Choisir un patch de forme rectangulaire permet de réduire l'encombrement lors de la mise en réseau d'antenne, par contre le patch de forme circulaire offre l'avantage de présenter une polarisation circulaire nécessaire pour certaines applications. Par ailleurs, un patch de forme triangulaire présente des caractéristiques de rayonnement semblables à celles du rectangle mais aussi l'avantage d'offrir un faible couplage entre éléments adjacents lors de la mise en réseau d'antenne. [11]



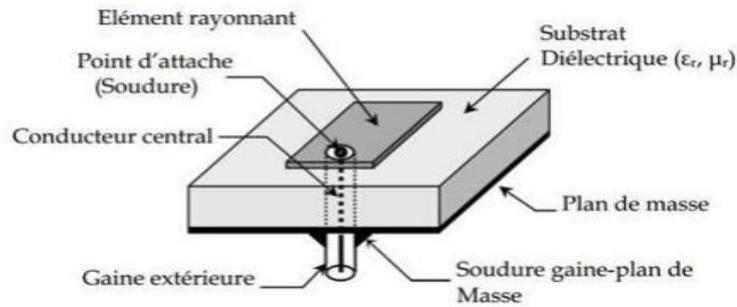
**Figure I.15** : Divers types d'éléments rayonnants.

#### I.4.4.2 Techniques d'alimentation des antennes patches

Le choix du type d'excitation est un point très important dont il faut tenir compte lors de la conception d'antennes imprimées. Ces antennes peuvent être alimentées par une variété de méthodes. Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories : avec et sans contact.[12]

- **Alimentation par contact (coaxial)**

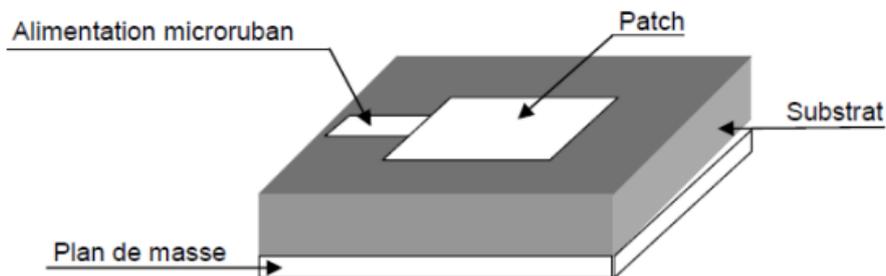
Cette technique d'alimentation utilise une ligne de transmission coaxiale pour fournir le signal à l'antenne patch. Le conducteur central de la ligne de transmission est connecté à l'élément de rayonnant l'antenne, tandis que le blindage est connecté au plan de masse de l'antenne. Cette technique d'alimentation est simple et efficace, mais peut entraîner une perte de signal en raison de la réflexion d'ondes électromagnétiques à l'interface entre la ligne de transmission et l'antenne.



**Figure I.16** : Alimentation par ligne coaxial.

- **Alimentation directe par ligne micro ruban**

Pour cette technique d'alimentation, un ruban conducteur alimentation micro ruban est connecté directement au bord du patch rayonnant comme montré dans la figure 1.17. Ce type plus petit par .... De rayonnement de la longueur de la ligne d'alimentation doit être plus par rapport au patch, et ce genre d'alimentation à un avantage de pouvoir graver sur la même ligne d'alimentation sur le même substrat pour fournir une structure planaire. Cependant, elle peut présenter des défis en termes de correspondance d'impédance, de pertes d'insertion et de rayonnement parasite.[13]



**Figure I.17** : Alimentation par ligne microbande.

- **Alimentation couplée par ouverture (fente)**

Cette technique d'alimentation utilise une fente d'alimentation pour connecter l'élément de rayonnant de l'antenne au plan de masse. Le signal est fourni à la fente d'alimentation par une ligne de transmission coaxiale ou une autre source. Cette technique d'alimentation est souvent utilisée pour les antennes patch à polarisation circulaire, car elle permet de fournir un signal avec une phase constante sur l'ensemble de l'élément de rayonnement [13].

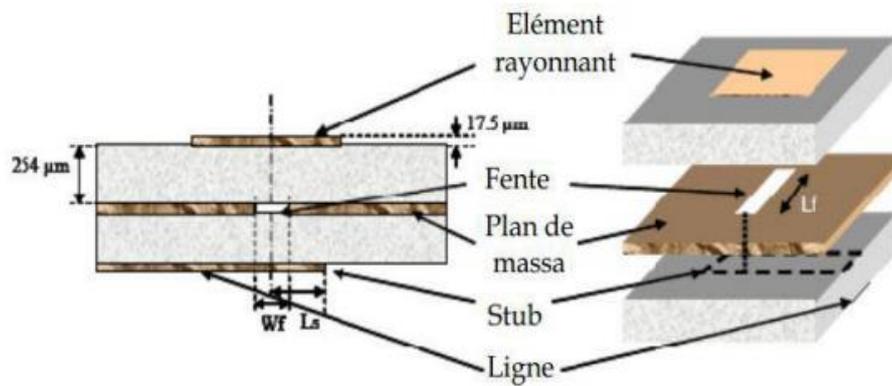


Figure I.18 : Alimentation couplée par ouverture (fente) .

- **Alimentation couplée par proximité**

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique pour ce type d'alimentation. Deux substrats diélectriques sont employés de sorte que la ligne d'alimentation soit située entre les deux substrats et le patch soit imprimé sur le substrat supérieur comme il est montré sur la figure 1.19. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite dû à l'alimentation et fournit une largeur de bande très élevée (plus que 13%), en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne microbande. Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents, un pour le patch et un pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances de l'antenne.[14]

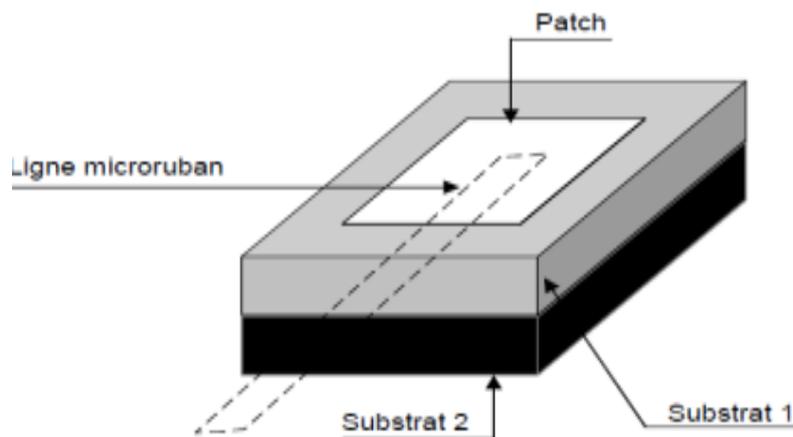


Figure I.19 : Alimentation couplée par proximité.

Le tableau 1.1. Résume l'ensemble des avantages et des limites de chaque méthode d'alimentation

**Tableau 1.1** : Comparaison entre les différentes techniques d'alimentations des antennes imprimées.

	<b>Les avantages</b>	<b>Les limites</b>
<b>Alimentation par ligne micro-ruban</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Faible coût de fabrication.</li> <li>➤ Facilité d'intégration sur des substrats imprimés.</li> <li>➤ Bonne compatibilité avec les circuits intégrés et les technologies d'impression.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Bande passante limitée.</li> <li>➤ Perte d'insertion élevée.</li> <li>➤ Sensibilité aux perturbations électromagnétiques.</li> </ul>
<b>Alimentation couplée par proximité</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Bonne isolation entre l'antenne et l'alimentation.</li> <li>➤ Bonne sélectivité en fréquence.</li> <li>➤ Réduction des pertes d'insertion.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Réduction de la largeur de bande.</li> <li>➤ Sensibilité à la distance et à l'alignement entre les éléments couplés.</li> <li>➤ Complexité de conception et d'ajustement.</li> </ul>
<b>Alimentation par ligne coplanaire (CPW)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Large bande passante.</li> <li>➤ Faible perte d'insertion.</li> <li>➤ Facilité d'intégration avec des circuits coplanaires.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Sensibilité aux perturbations et aux interférences électromagnétiques.</li> <li>➤ Directivité limitée.</li> <li>➤ Faible gain par rapport à certaines autres techniques d'alimentation</li> </ul>

#### I.4.4.3 Avantages et les limites des antennes imprimées

Les antennes imprimées ont plusieurs avantages qui les rendent attrayantes pour beaucoup d'applications. Parmi ces avantages on peut citer :

**j)** Faible coût de production et de maintenance, ce qui les rend très économiques.

**k)** Faible encombrement et poids léger, ce qui les rend idéales pour les applications nécessitant une petite taille et un poids léger, telles que les téléphones portables et les ordinateurs portables.

**l)** Excellentes performances dans les bandes de fréquence micro-ondes, ce qui les rend adaptées aux applications de radar, de télécommunications et de navigation.

**m)** Possibilité de mise en réseaux pour améliorer la directivité et pour des applications de balayage électronique de faisceau.

**n)** Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit).

**o)** Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

**p)** Elles couvrent une large gamme de fréquence allant de 100 MHz à 100 GHz.

D'autre part, elles ont quelques limites tel que :

- Faible gain, ce qui signifie qu'elles ont besoin d'un amplificateur de signal pour améliorer leur efficacité.

- Sensibilité aux changements de fréquence, ce qui peut causer des pertes de signal dans les applications nécessitant une grande précision.

- Faible efficacité de rayonnement pour les fréquences basses, ce qui peut les rendre moins appropriées pour les applications de transmission de données à haute vitesse dans les bandes de fréquences basses.

- Bande passante limitée (de 1 à 5 %).

#### **I.4.4.4 Différentes techniques utilisées pour améliorer les performances en rayonnement des antennes imprimées**

Pour améliorer les performances de rayonnement des antennes imprimées, différentes techniques ont été utilisées.

- **Techniques utilisées pour améliorer la bande passante**

Certaines techniques utilisées pour améliorer la bande passante de l'antenne comprennent l'augmentation de l'épaisseur du substrat ou même l'ajout de matériaux artificiels. Ajouter des matériaux artificiels à l'antenne patch permet de créer des résonances supplémentaires dans la plage de fréquences souhaitée. Cependant, ces techniques peuvent également entraîner des inconvénients tels qu'une complexité de conception et de fabrication accrue, ainsi que des interférences indésirables dans d'autres caractéristiques d'antenne [15].

Dans [16], la bande passante de l'antenne patch est augmentée grâce à l'utilisation d'un empilement de plusieurs substrats sur les quels sont imprimées des patches de fréquence de résonances voisines comme le montre la figure I.20 :

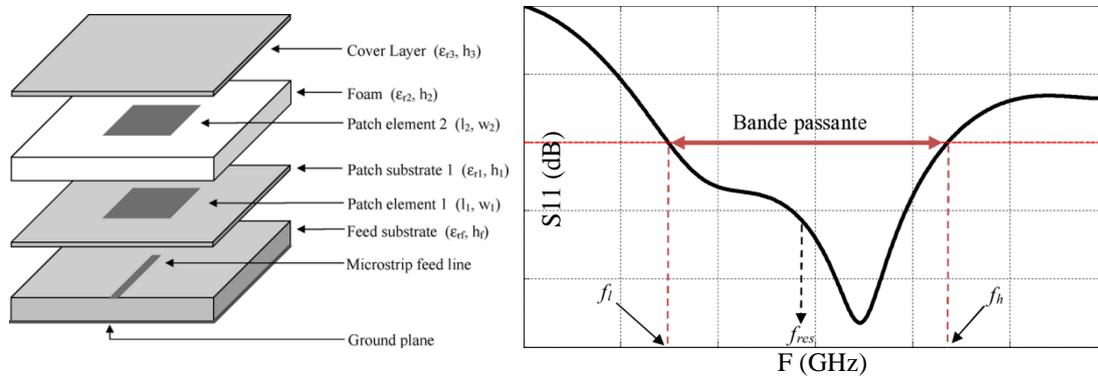


Figure I.20 : L'antenne large bande proposé dans [16] et son niveau d'adaptation

Ainsi : la bande passante de l'antenne patch est passée de 2% à 3%

Par ailleurs, dans [17], le plan de masse de l'antenne est remplacé par un plan de masse Artificiel à Conducteur Magnétique (AMC). Cette technique a permis de faire apparaître quatre zéros de réflexions (résonances voisines) qu'on voit bien sur la courbe du S11. Ainsi la bande passante de l'antenne est passée de quelques % à 58.6%.

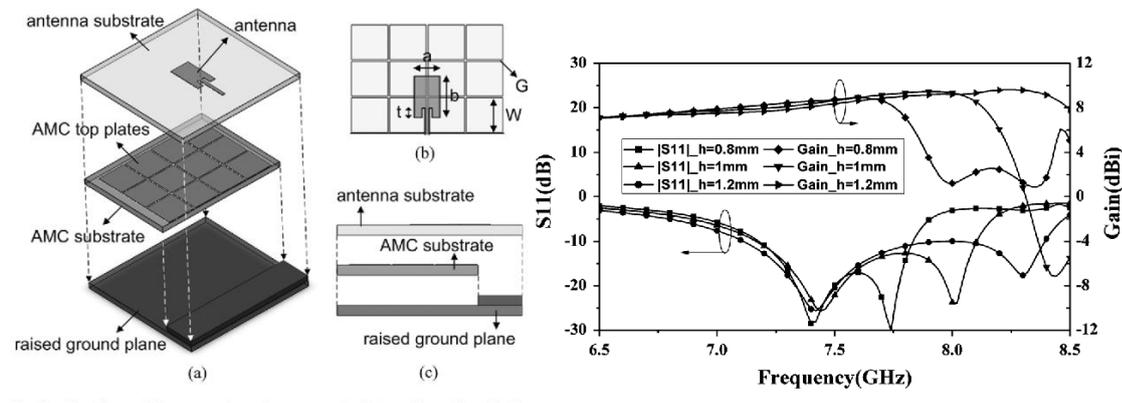


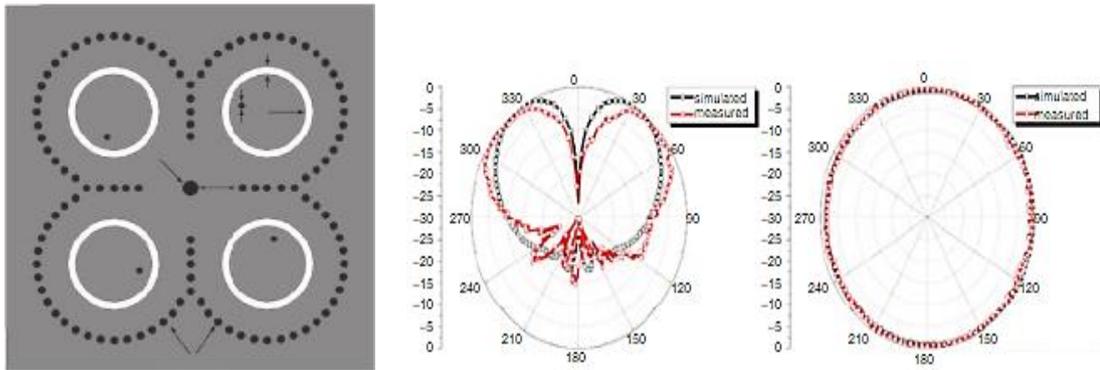
Figure I.21: La configuration 3D de l'antenne proposée dans [17] et le coefficient de réflexion

### d.2) Techniques utilisées pour améliorer le gain et la directivité

La mise en réseau de plusieurs éléments est la technique la plus couramment utilisée pour augmenter la directivité des antennes patchs. Avec la mise en réseau d'antennes patch il est non seulement possible d'augmenter la directivité de l'antenne mais aussi contrôler la couverture

angulaire. Cependant, cette approche nécessite une conception et une mise en œuvre plus complexes et peut présenter des défis liés aux interférences d'antenne et à la synchronisation

Dans [18], une antenne réseau compacte de 2X2 élément rayonnant avec faisceau conique est proposée. Le réseau se compose de quatre antennes à fente imprimées dans un guide d'ondes (SIW). Les cavités sont reliées entre elles point à point. Le réseau est alimenté par une sonde au centre et l'énergie peut être couplée dans les cavités à travers les fenêtres.



a).

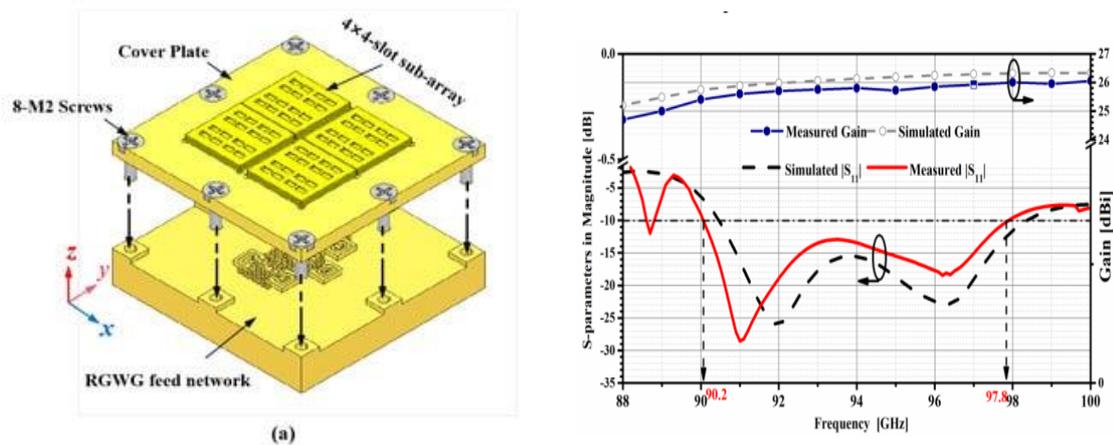
b).

**Figure I.22 :** Géométrie du réseau d'antennes proposé dans [18]

a) réseaux d'antennes, b) diagramme de rayonnement

Ainsi, la directivité de l'antenne est passé de 2,5 dBi par un 1 élément à 6.5 dBi pour 4 éléments.

Par ailleurs, dans [19], des matériaux artificiels sont ajoutés en substrat pour augmenter la directivité de l'antenne, Ainsi un réseau d'antennes à fente offrant à la fois un gain élevé et une large bande passante sur une plage étendue de fréquences est proposé . Pour réaliser cet objectif, des milieux artificiels sont employés. Les milieux artificiels sont des structures spécialement conçues pour altérer les propriétés de propagation des ondes électromagnétiques



**Figure I.23 :** Photographie de l'antenne hybride 8x8 fentes fabriquée.

Ainsi , la directivité de l'antenne patch est passée de 7dBi à 23dBi.

## I.5 Conclusion

Dans ce premier chapitre, en premier lieu nous avons présenté les antennes d'une manière générale, leurs différents types et caractéristiques. Ensuite, une attention particulière a été portée sur les antennes imprimées. On a décrit leur fonctionnement, leurs caractéristiques, ainsi que les différentes techniques utilisées pour les alimenter. Nous avons aussi cité les différents avantages et inconvénients de ces antennes. En fin, un bref aperçu sur les différentes techniques utilisées à ce jour pour améliorer les performances en rayonnement des antennes imprimées est donné.

## **Chapitre II** Matériaux artificiels aux antennes

## **II.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous aborderons les différentes familles des matériaux artificiels, tels que les méta matériaux les métasurfaces (les surfaces sélectives en fréquence, les surfaces à haute impédance et les cristaux photoniques). Nous étudions la raison d'être de chaque matériau artificiel, son principe de fonctionnement ainsi que ses différents domaines d'applications.

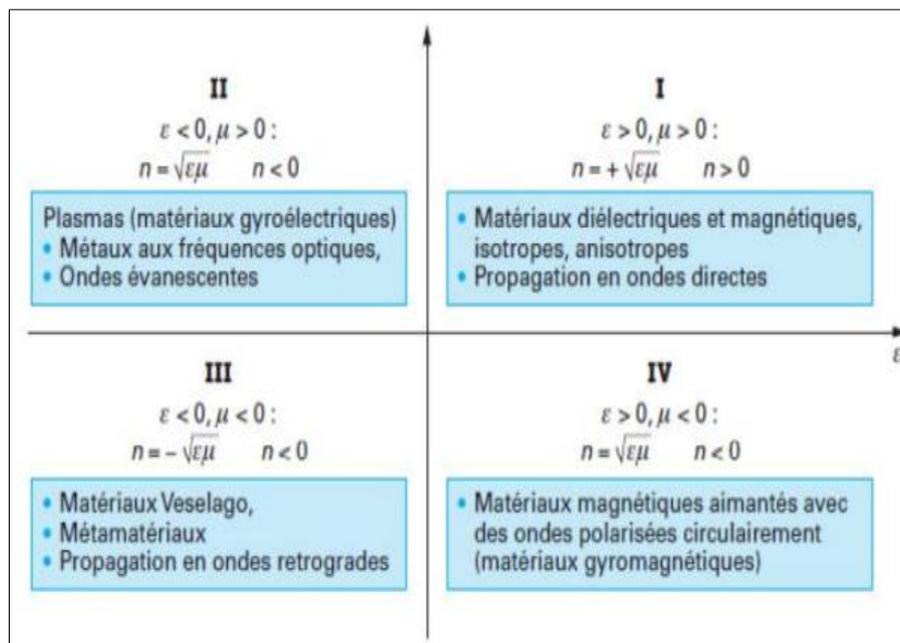
## **II.2 Les matériaux artificiels**

Les matériaux artificiels sont des matériaux conçus pour avoir des propriétés électromagnétiques inhabituelles que l'on ne trouve pas dans la nature. Ils tirent leur nom des propriétés déformables de leur structure par rapport aux matériaux conventionnels. Dans le domaine des ondes électromagnétiques, ces matériaux sont utilisés pour manipuler et contrôler le comportement de la lumière, des micro-ondes et d'autres formes d'ondes électromagnétiques. Parmi ces matériaux on peut citer, les métamatériaux, les cristaux photoniques, les metasurfaces ...etc.

### **II.2.1 Les méta-matériaux**

Les méta matériaux sont définis comme des structures électromagnétiques efficacement homogènes avec des propriétés inhabituelles et qui ne sont pas disponibles dans la nature (avoir une permittivité et perméabilité négative, un indice de réfraction négatif). Les travaux du physicien russe Victor Veselago [22] ont inspiré la prévision des propriétés des méta-matériaux à indice de réfraction négatif, qui ont été étudiés par Caloz [23] et d'autres chercheurs [21]. Il est important de souligner qu'il n'existe pas de matériau ayant à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Cependant, il est possible de créer un tel matériau en combinant les deux types de matériaux, comme l'a expliqué J. Pendry dans ses travaux [22]. Lorsque l'on excite un matériau, sa réponse électromagnétique est déterminée par deux paramètres intrinsèques, à savoir la permittivité et la perméabilité.

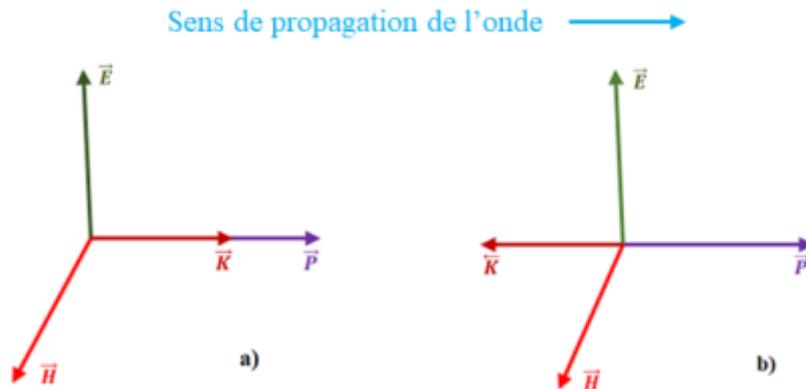
Comme montré sur la figure II.1, et en fonction des signes de ces deux paramètres, quatre combinaisons sont possibles : Les trois régions I, II et IV ne sont pas nouvelles et peuvent être trouvés dans la nature. En effet la région I où la permittivité et la perméabilité sont doubles positifs correspond aux matériaux classiques dits matériaux main droite, comme par exemple les diélectriques. En revanche, les milieux avec une permittivité ou une perméabilité négatifs correspondant aux régions II et IV sont aussi connus depuis longtemps dans l'électromagnétisme. Le modèle de Drude-Lorentz qui s'applique à la plupart des matériaux prévoit les régions au-dessous de la fréquence plasmas où la permittivité est négative. Par contre, les milieux appartenant à la région III, dit Meta matériaux ou matériaux a main gauche possédant à la fois  $\epsilon$  et  $\mu$  négatifs n'existent pas dans la nature mais physiquement, ils sont réalisables.



**Figure II. 1** Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité  $\epsilon$  et perméabilité  $\mu$  [22]

### II.2.1.1 Principe de fonctionnement d'un matériau main gauche

Lors de la propagation d'une onde plane dans un méta-matériaux, le trièdre formé par les trois vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  est inversé. (Figure. II.2)



**Figure II. 2** Trièdre des vecteurs ( $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{K}$ ) pour une onde électromagnétique (a): Milieu à Matériaux conventionnel, (b): Milieu à Méta-matériaux (main-gauche).[33]

Pour un matériau à indice de réfraction négatif (matériaux main gauche), les fronts de phase (direction du vecteur ( $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{K}$ )) se déplacent dans une direction opposée à celle du sens de propagation de l'énergie électromagnétique (vecteur de Poynting  $\vec{P}$ ). Aussi, les vitesses de phase et de groupe sont opposées (figure II. 3) contrairement au milieu conventionnel.

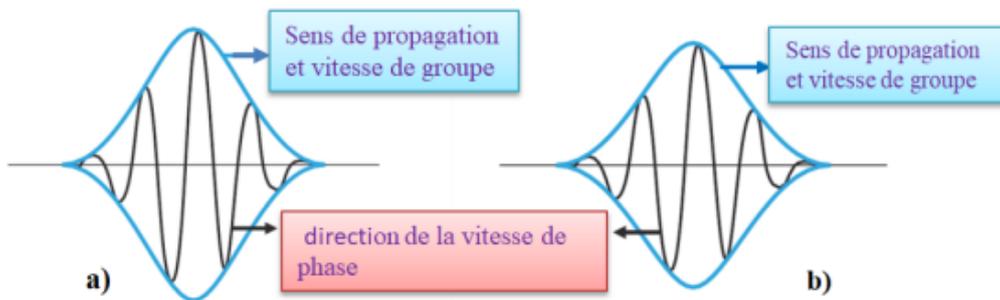
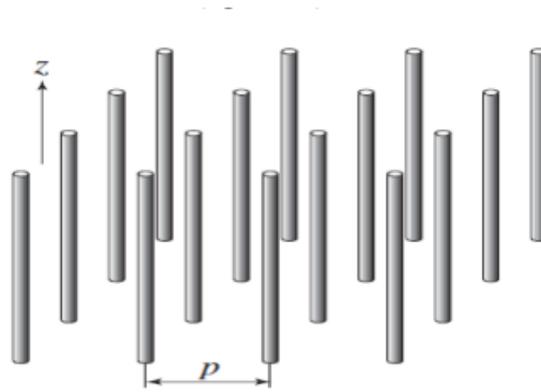


Figure II. 3 Vitesse de phase et vitesse de groupe, (a): Milieu à matériau conventionnel, (b): Milieu à méta matériau (main-gauche).[33]

### II.2.1.2 Création de matériaux main gauche (Meta matériaux)

Pour créer un matériau main gauche, Prendy [28] a proposé lors de ses premiers travaux une structure constituée de fils métalliques parallèles infiniment minces possédant une permittivité négative. Cette structure est décrite sur la figure II.4.



**Figure II. 4** Structure fils métalliques fins présentant  $\epsilon$  négative et  $\mu$  positive quand  $E \parallel z$  .

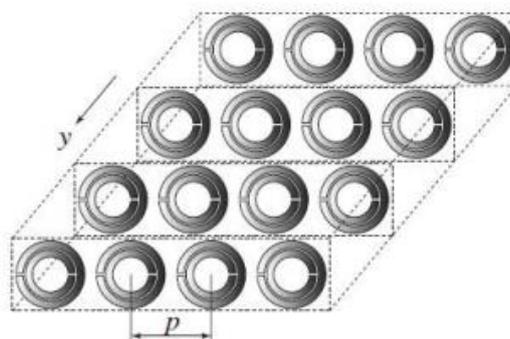
La permittivité des fils métalliques soumis au champ électrique  $E$  parallèle a l'axe des fils ( $z$ ) est calculée suivant l'équation (II.1).[34]

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

Avec :  $\omega_{pe}$  représente la pulsation de plasma électrique des fils métalliques et  $\omega$  : la pulsation d'excitation de la source.

Ainsi, la permittivité plasma électrique n'est négative que pour les fréquences en dessous de la fréquence de plasma électrique.

Prendy a proposé ensuite une structure constituée d'un arrangement de résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonator''SRR'') présentant une perméabilité négative (Figure II.5) :



**Figure II. 5** Structure résonateur en anneau fendu présentant positive/ négative quand  $H \perp z$ [35]

La perméabilité de cette structure est calculée suivant l'équation (II.2) :

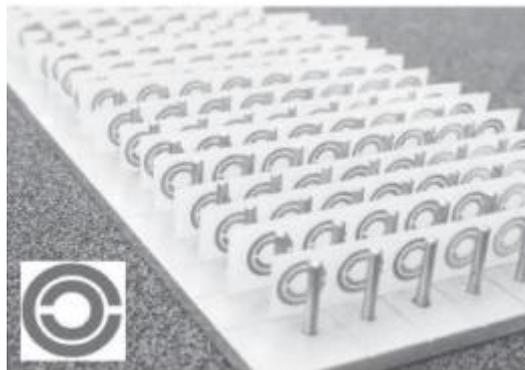
$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 + \omega_{om}^2 + j\omega\zeta} \quad (\text{II.2})$$

Avec :  $F = \pi(a/p)^2$ ,  $a$  est le rayon de petit anneau,  $\omega_{om}$  est la pulsation de résonance magnétique ajustable dans la gamme des GHz,  $\zeta$  le facteur d'atténuation du aux pertes du métal.

Dans le cas sans perte ( $\zeta \neq 0$ ), la perméabilité est négative lorsque [26]:

$$\omega_{om} < \omega < \frac{\omega_{om}}{\sqrt{1-F}} \text{ tel que } \omega_{pm} = \frac{\omega}{\sqrt{1-F}} \quad (\text{II.3})$$

Enfin, pour avoir le matériau main gauche, Smith et al dans [28] ont combiné les deux structures précédentes, fils métalliques et résonateur en anneau fendu dans une seule structure (figure II.5).



**Figure II. 6** Première structure de méta matériaux, constituée de fils fins (Thin Wires 'TWs) et des RAFs introduite par l'équipe de l'université De la Californie San Diego[27] .

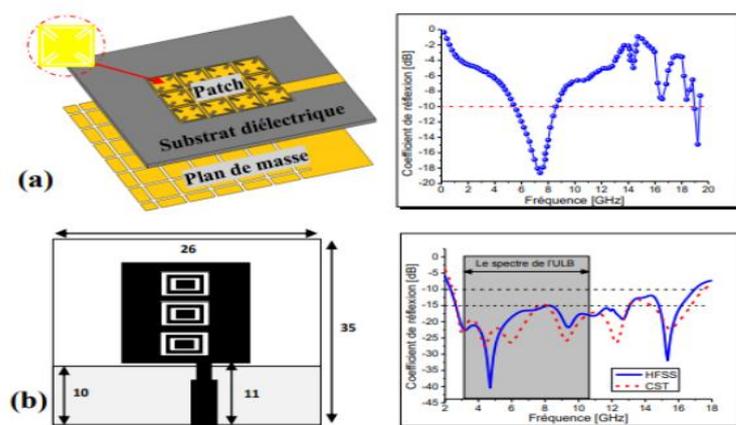
Cette figure présente le premier prototype expérimental du méta matériau main gauche possédant a la fois une perméabilité et une permittivité négatives [27].

### II.2.1.3 Applications des méta-matériaux

Les méta-matériaux ont de nombreuses applications dans le domaine des micro-ondes en raison de leur capacité à contrôler et à modifier les paramètres constitutifs pour obtenir des réponses spécifiques à l'application. Ils peuvent être utilisés pour fabriquer des dispositifs électroniques tels que des antennes, des filtres et des coupleurs qui sont miniaturisés, efficaces en termes de sensibilité et de sélectivité, et moins coûteux que les dispositifs traditionnels d'analyse biochimique ou fluide. Les méta-matériaux peuvent également contrôler et modifier les propriétés électromagnétiques des structures, permettant des solutions innovantes pour les

radiocommunications, les transports et d'autres applications industrielles. De plus, les méta-matériaux peuvent être utilisés pour créer des capteurs très sensibles et de haute précision pour détecter des milieux complexes tels que des liquides et des gaz.

Dans [28], les Méta matériaux ont été utilisé pour stopper certaines bandes de fréquences de propriétés non ordinaires. Quand les ondes électromagnétiques se propagent sur les S le long de la direction, la polarisation de champ électrique est gardée le long de l'axe, et la polarisation du champ magnétique est gardée le long de l'axe. En raison de cette propriété, ces structures réfléchissent parfaitement les ondes EM.



**Figure II.7** (a) antenne patch à large bande et son S11, [28]

La bande passante est passé de 3.7% jusqu'à 13.2 %

## II.2.2 les métasurfaces

Les surfaces metallo-dielectriques telles que les surfaces sélectives en fréquence [29], les surfaces à hautes impédances [30] et les métasurfaces [31] ont suscité un grand intérêt dans le domaine de l'électromagnétisme ces dernières années en raison de leurs capacités à manipuler les ondes électromagnétiques. Ces surfaces construites à partir de structures périodiques de tailles sub-longueur d'onde, possèdent des propriétés électromagnétiques particulières. Les surfaces sélectives en fréquence ont la capacité de filtrer les ondes électromagnétiques à des fréquences spécifiques, les surfaces à hautes impédances peuvent réduire les réflexions et le bruit électromagnétique, tandis que les métasurfaces, elles permettent le contrôle de la phase, l'amplitude et la polarisation des ondes électromagnétiques. Ainsi, comprendre les caractéristiques de ces surfaces artificielles est primordial pour pouvoir exploiter leur potentiel dans de nombreux domaines de l'ingénierie électromagnétique.

## II.2.2.1 Les surfaces sélectives en fréquence

### II.2.2.2.1 Historique

Les surfaces sélectives en fréquence (Frequency Selective Surface) sont des structures planaires ou quasi-planaires présentant une ou deux périodicités longitudinales. Ces structures sont également obtenues par la répétition d'un motif métallique, généralement imprimé sur un substrat diélectrique comme montré sur la figure II.8. Les FSS ont plusieurs types et plusieurs formes dont le choix de formes dépend des caractéristiques requises pour l'application envisagée. Elles se comportent comme un filtre de type métallique dont le choix est basé sur les critères de conception qui sont : la fréquence de résonance, la sensibilité à l'angle d'incidence d'onde électromagnétique et la bande passante.

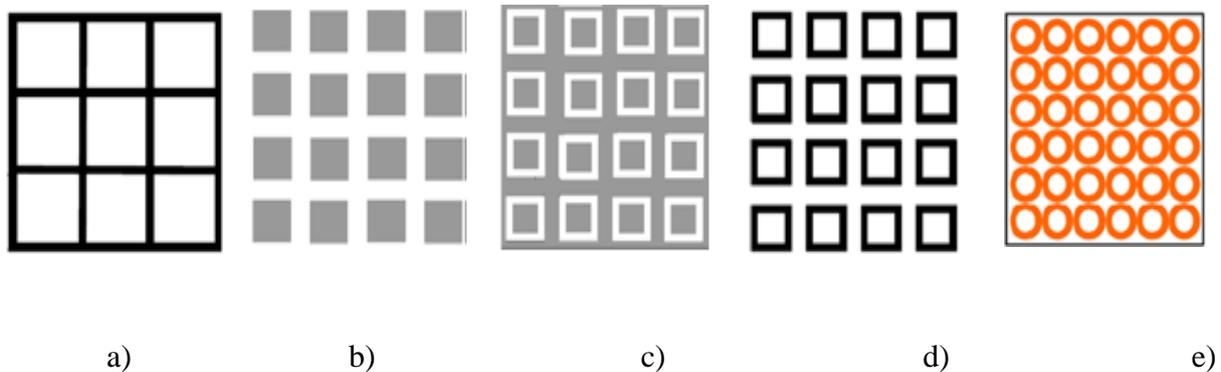


Figure II. 8 Différents modèles FSS

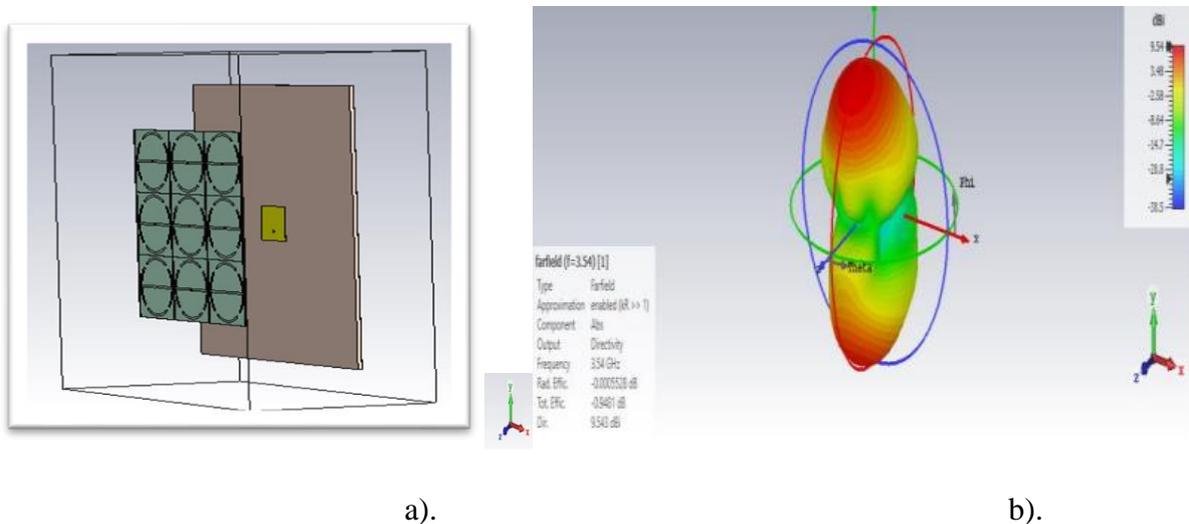
### II.2.2.2.2 Principe de fonctionnement des FSS

Le fonctionnement des FSS repose sur la façon dont les ondes électromagnétiques interagissent avec une surface périodique. Les FSS sont des structures planes composées de motifs périodiques en métal ou en diélectrique. Ces motifs, tels que des trous, des fentes, des réseaux de fils ou de patches, sont répartis de manière régulière sur la surface des FSS.

### II.2.2.2.3 Applications

A l'origine, la technologie des FSS faisait partie du domaine militaire, néanmoins, aujourd'hui, les FSS ont trouvé d'autres applications en électromagnétisme, micro-ondes, antennes, radar, et communications par satellite. Parmi ces applications diverses, on peut citer : les radômes, les réflecteurs, les filtres, les absorbants ... [29].

Dans [29], un superstrat a base de surface sélectif en fréquence (FSS) a été utilisé en substrat pour améliorer les performances en rayonnement d'une antenne patch fonctionnant a la fréquence  $f=5\text{GHz}$ .



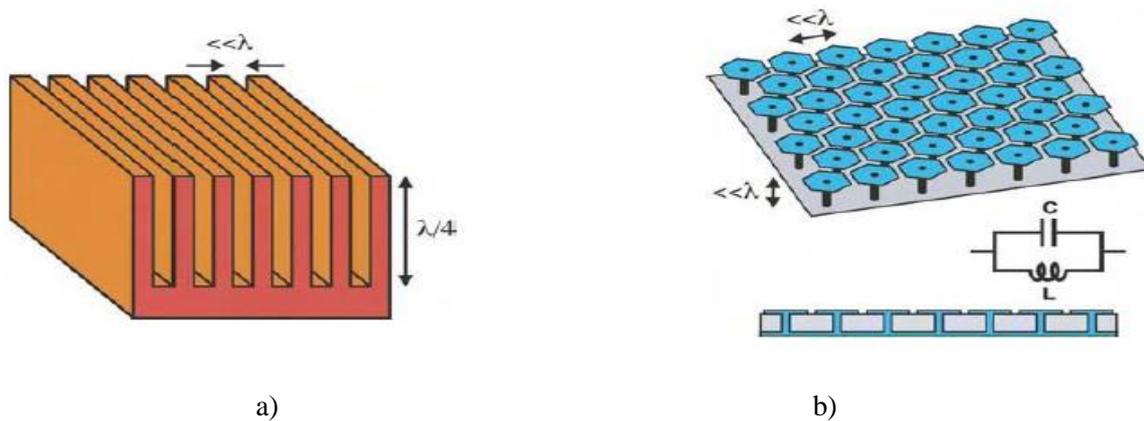
**Figure II. 9** antenne patch avec superstrat FSS, b) diagramme de rayonnement de l'antenne résultante [29].

Grâce à l'utilisation des FSS en superstrat, la directivité de l'antenne patch est passée de 7dBi pour une antenne seule a 9.54 dBi

## II.2.2.2 Les surfaces à hautes impédances

### II.2.2.2.1 Historique

Les surfaces à haute impédance (HIS) introduites par Sievenpiper en 1999 sont vues comme des extensions 2D des surfaces corruguée [30]. Elles sont constituées d'une distribution d'éléments localisés à base de circuits en parallèle. Typiquement, ces structures de type "champignon" sont périodiques et constituées de patchs métalliques imprimés sur un substrat diélectrique et connectés au plan de masse par l'intermédiaire de vias métalliques comme montré sur la figure II.10.



**Figure II. 10** a). Surface corruguée, b).Surface à haute impédance et le schéma électrique de sa cellule élémentaire

Ces surfaces ont été introduites dans le but de supprimer les ondes de surface d'antennes de type "patch", et ainsi augmenter leur rendement. En effet un "patch" est une antenne plaquée sur un plan de masse, cette antenne émet des pertes. Une autre propriété tout à fait intéressante, découlant de la haute impédance, est qu'une onde incidente arrivant sur une telle surface se verrait totalement réfléchi (coefficient de transmission nul :  $T=0$ ) avec un coefficient de réflexion  $R=1$ . Ainsi, contrairement à un plan de masse classique (pour lequel  $R=-1$ ), l'onde électromagnétique réfléchi ne serait plus déphasée de  $180^\circ$  par rapport à l'onde incidente mais serait en phase avec cette dernière.

#### II.2.2.2 Principe de fonctionnement des HIS

Le fonctionnement des HIS repose sur deux mécanismes principaux : la réflexion spéculaire et la résonance d'impédance.

- La réflexion spéculaire dans les HIS : est modifiée grâce à une surface structurée. Les motifs périodiques des HIS agissent comme un réseau de diffraction, ce qui permet de réfléchir les ondes selon des angles non conventionnels. Ainsi, les HIS offrent un contrôle précis sur la direction de propagation des ondes électromagnétiques et permettent de manipuler leur trajet.
- La résonance d'impédance : est un autre mécanisme clé utilisé par les HIS. La structure périodique des HIS crée une impédance élevée à la surface, ce qui peut entraîner une résonance entre l'onde incidente et la structure. Lorsque la fréquence de l'onde se rapproche de sa fréquence de résonance, une grande partie de l'énergie est réfléchi ou

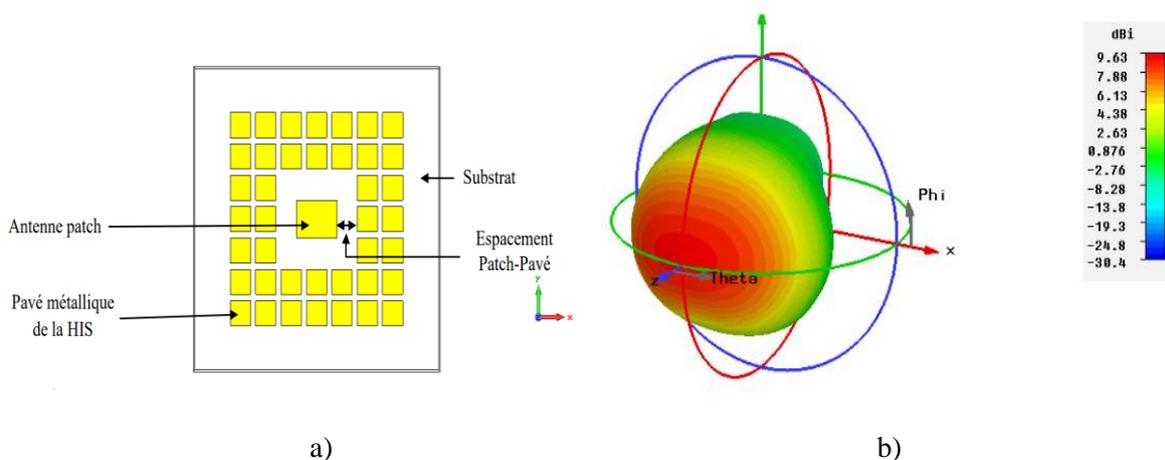
absorbée par la surface. En revanche, pour d'autres fréquences, l'énergie peut être transmise à travers la structure.

Ces deux mécanismes permettent aux HIS de contrôler efficacement la réflexion, la transmission et la diffraction des ondes électromagnétiques sur une plage de fréquences spécifique. En exploitant ces propriétés, les HIS peuvent être utilisés dans diverses applications telles que l'amélioration des performances des antennes, la réduction des réflexions indésirables, la conception de filtres fréquentiels, ainsi que la gestion des ondes dans les circuits imprimés et les guides d'ondes.

### II.2.2.2.3 Application

Dans [19], une antenne patch fonctionnant à la fréquence  $f=60\text{GHz}$  a été entourée par un réseau de cellules périodiques de surface à haute impédance HIS comme montré sur la Figure II. 24.

L'utilisation des HIS en substrat permet de réduire la propagation des ondes de surface. Grâce à l'utilisation des HIS la directivité est passé de 7dBi à 9.63 dBi

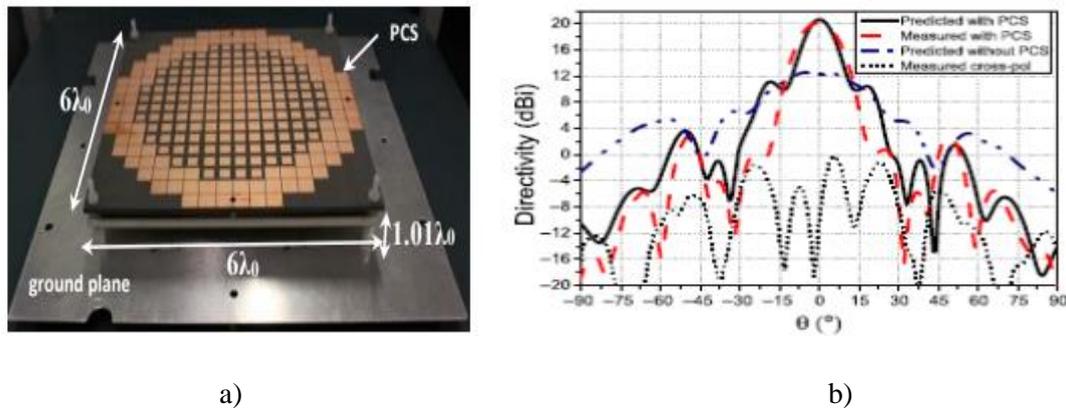


**Figure II. 11** a).Antenne patch a substrat HIS, b). Diagramme de rayonnement de l'antenne résultante [19]

### II.2.2.3 Autres Métasurfaces

En dehors des FSS et HIS, d'autres surfaces metallo-dielectriques peuvent être utilisées pour améliorer les perforantes en rayonnement des antennes et ça grâce à l'exploitation de leurs propriétés de transmission et de réflexion. Pour améliorer les performances en rayonnement, dans [31], un superstrat a métasurfaces a été ajouté au-dessus d'une antenne a cavité résonante

fonctionnant à  $f=10\text{GHz}$ . Ce superstrat à métasurfaces a périodiques a été utilisé pour réaliser une correction de répartition de la phase du champ tangent à l'ouverture.



**Figure II. 12** a).Antenne a cavité résonante avec superstrat a correction de phase, b). Diagramme de rayonnement de l'antenne résultante [21]

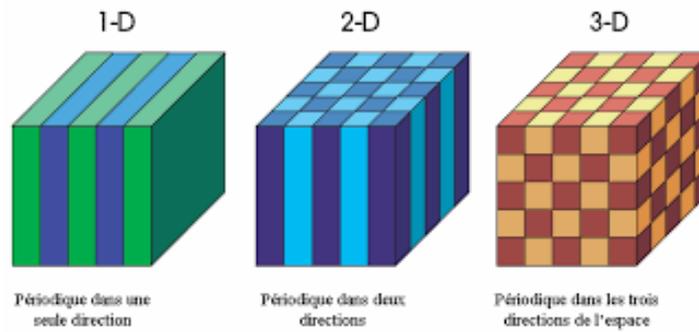
La correction de la phase a la sortie de l'antenne a permis d'augmenter la directivité de l'antenne de 7.5 dBi. Elle est passée de 12.5 dBi pour une antenne a cavité résonante simple a 20.5 dBi avec l'ajout du superstrat a correction de phase utilisant des métasurfaces a périodiques.

## II.2.3 Les cristaux photoniques

### II.2.3.1 Historique

Pendant des années, la recherche scientifique s'est concentrée sur le contrôle de la propagation de la lumière pour remplacer la communication électrique traditionnelle. Les recherches menées par Rayleigh (1887), Ohtaka (1979), Yablonovitch et John (1987) ont conduit à la réalisation et à la caractérisation d'une nouvelle génération de matériau appelée : cristaux photoniques.

Les cristaux photoniques sont des matériaux dont la constante diélectrique est modulée de façon périodique. La périodicité peut être unidimensionnelle (miroir de Bragg), bidimensionnelle ou encore tridimensionnelle comme montré sur la figure II.13 [32].

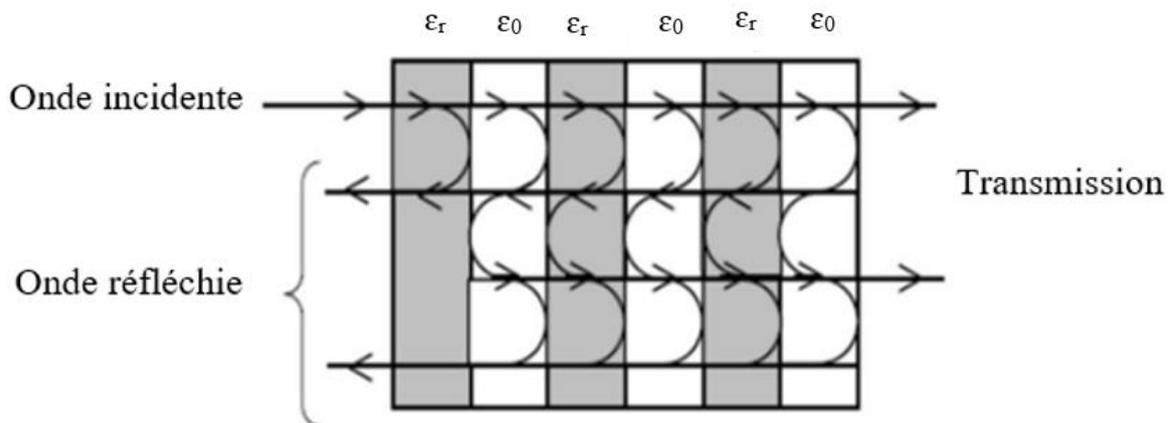


**Figure II. 13** Représentation des cristaux photoniques 1D, 2D et 3D

En raison de leur structure périodique, les cristaux photoniques présentent des propriétés optiques de bande interdite qui peuvent bloquer la lumière de longueurs d'onde spécifiques.

### II.2.3.2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement des cristaux photoniques repose sur leur structure périodique, qui leur permet de modifier la propagation de la lumière. Les cristaux photoniques sont réalisés en superposant des couches ou piliers de matériaux diélectriques ou métalliques d'indices de réfraction différents. Lorsque la lumière traverse un cristal photonique, elle interagit avec sa structure périodique, produisant des phénomènes de diffraction et d'interférence. Cette interaction conduit à la formation d'une bande interdite, interdisant ainsi la propagation de la lumière.



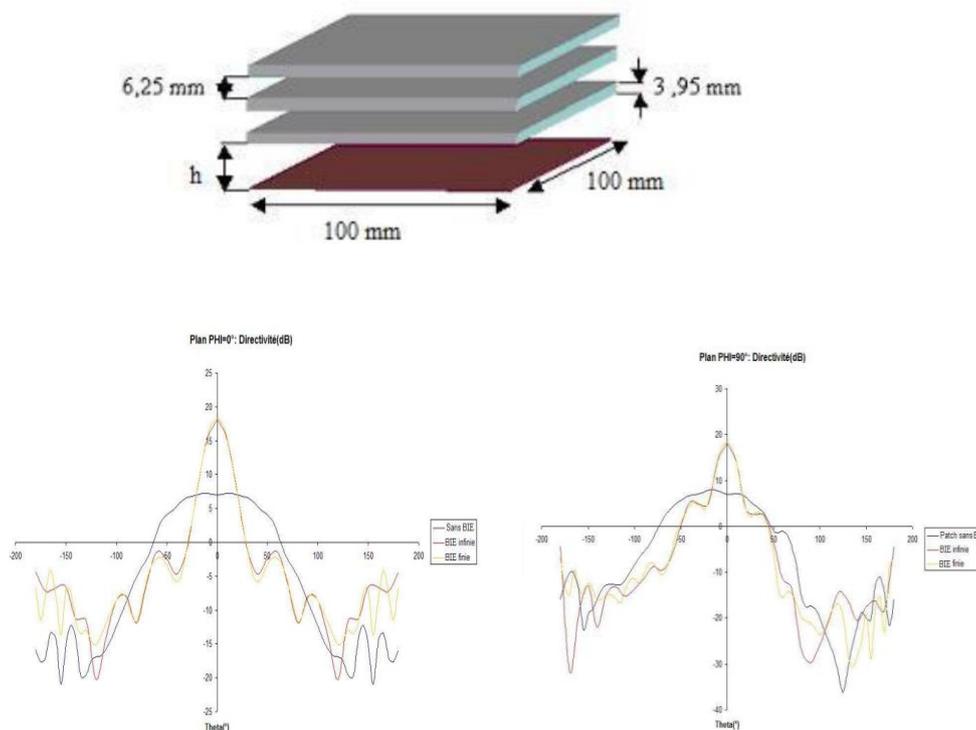
**Figure II. 14** Représentation schématique de l'interférence des ondes réfléchies à l'intérieur d'un réseau de Bragg 1D.

Ainsi, les cristaux photoniques peuvent créer des bandes interdites accordables en modifiant la périodicité, la géométrie et la composition du cristal, empêchant certaines longueurs d'onde de lumière de se propager à travers le matériau.

### II.2.3.3 Applications

Les structures à bande interdite photonique (BIP) ont des applications importantes dans l'optique et les micro-ondes. En optique, le BIPS est utilisés pour fabriquer des filtres optiques, des guides d'ondes, des résonateurs optiques, des lasers, des photos détectrices, des capteurs optiques et des fibres à cristaux photoniques. En revanche, en micro-ondes, les BIPS sont utilisés pour fabriquer des filtres micro-ondes, des antennes, des guides d'ondes, des diviseurs de puissance, des résonateurs et des circuits intégrés. Ajouter ces structures lors de la conception d'antennes permet d'améliorer ses performances en rayonnement à savoir : la directivité, la bande passante ....Etc.

Dans [31] un BIP 1D a été utilisé en superstrat pour améliorer les performances en rayonnement d'une antenne patch. Le BIP 1D utilisé en superstrat est constitué d'un empilement de trois couches de diélectriques, espacées de couches d'air comme montré sur la figure II.15.



**Figure II. 15** Antenne patch avec superstrat BIP 1D et son diagramme de rayonnement [31]

Grâce au superstrat BIP 1D ajouté, la directivité de l'antenne patch a augmenté de 10dBi , elle est passée de 7dBi pour l'antenne seule à 17dBi avec l'ajout du superstrat BIP 1D.

### **II.3 Conclusion**

Il a été montré dans ce chapitre que l'utilisation des matériaux artificiels en micro-ondes ouvre de nouvelles possibilités dans la conception et l'amélioration des performances en rayonnement des antennes. La technologie des métasurfaces a permis de créer des antennes aux propriétés électromagnétiques uniques, avec des avantages tels que la focalisation du rayonnement et la miniaturisation. Dans le chapitre suivant on se servira des propriétés intéressantes de ces structures pour concevoir une antenne à dépointage de faisceau.

## **Chapitre III : Conception et simulation d'antenne à dépointage de faisceau**

### **III.1 Introduction**

Dans ce troisième chapitre une antenne à dépointage de faisceau statique est proposée. L'antenne a dépointage de faisceau proposée est réalisée en ajoutant un superstrat à base de Métasurfaces inhomogène, a gradient de phase au-dessus d'une antenne patch source fonctionnant à la fréquence  $f=10\text{Ghz}$ . D'abord, on commence par expliquer le principe de fonctionnement de l'antenne a dépointage de faisceau proposé, ensuite, une antenne qui sert de référence avec superstrat a méta-surface homogène est conçue est simulée sous le logiciel CST Microwave studio. Les résultats de simulation de l'antenne référence sont enfin comparés à ceux de différentes antennes a dépointage de faisceau avec superstrat à gradient de phase proposées.

### **III.2 Technologies de dépointages de faisceau**

Le dépointage de faisceau et la capacité d'ajuster la direction d'émission ou de réception d'une antenne dans le but de diriger son rayonnement vers une cible spécifique ou de l'éloigner des sources de rayonnement qui peuvent perturber son rayonnement et causer des interférences indésirables. Selon l'application, différents types de dépointage peuvent être réalisés, soit mécaniquement ou électroniquement. Il est aussi possible de réaliser un balayage à la fois mécanique et électronique. Dans ce cas, on parle de balayage hybride.

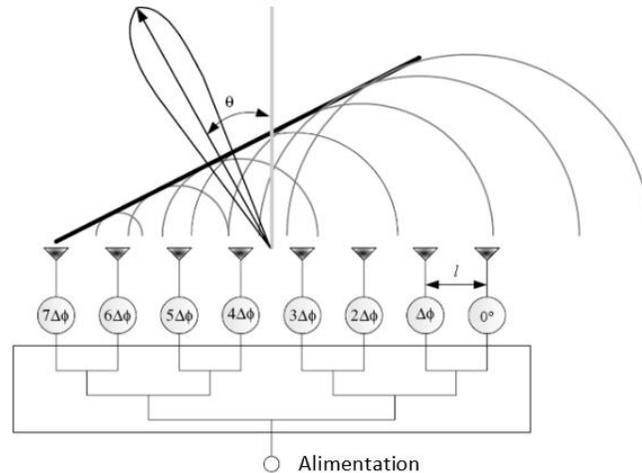
#### **III.2.1 Dépointage de faisceau mécanique**

Dans le balayage mécanique du faisceau d'une antenne, rien ne change sur l'antenne pendant le balayage. L'antenne possède une position du faisceau principal fixe et on déplace la position de l'antenne mécaniquement à l'aide d'un système d'entraînement automatisé pour déplacer la position du faisceau comme on le désire. La plupart des radars météorologiques fonctionnent de la sorte. Mais comme nous pouvons nous en douter, la vitesse de balayage est très fortement limitée par les aspects mécaniques du système (stabilité, usure des pièces mobiles, joint rotatif, etc.). Aussi, il n'est pas possible de se concentrer sur un intervalle angulaire particulier sans terminer le balayage au complet.

#### **III.2.2 Dépointage de faisceau électronique**

Le balayage électronique du faisceau principal d'une antenne consiste à changer la direction de ce dernier sans avoir à bouger la position de l'antenne. Si on prend l'exemple des réseaux d'antennes, il est possible de modifier la position du faisceau principal rayonné par cette antenne

réseau grâce à l'application d'un déphasage entre les éléments du réseau comme illustré sur la figure III.2 [33].



**Figure III. 2** Antenne réseau à balayage de faisceau électronique[33].

La direction du faisceau, autrement dit l'angle du dépointage  $\theta$  est calculé suivant l'équation (III.1) :

$$\theta = \sin^{-1} \left[ \frac{\lambda \Delta\phi}{2\pi l} \right] \quad (\text{III.1})$$

Elle dépend à la fois, de la distance  $l$  séparant les éléments de l'antenne, la longueur d'onde  $\lambda$  ainsi que la valeur de déphasage  $\Delta\phi$  appliquée par les changeurs de phase sur chaque élément du réseau.

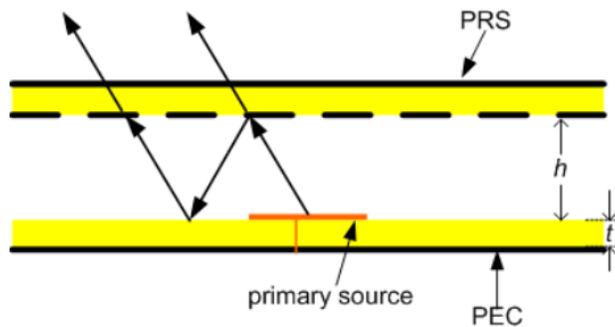
Pour introduire le décalage de phase entre les éléments, dans le cas d'un dépointage de faisceau passif, des déphaseurs sont utilisés. Ces déphaseurs peuvent être analogiques [33] (meilleure précision, faible coût et de faibles pertes), numériques [34] (meilleure rapidité, facilité de fabrication) ou encore mixtes [35]. Par ailleurs, Il est aussi possible d'appliquer le déphasage actif, c'est-à-dire directement sur le signal radiofréquence, ou encore de façon numérique en abaissant la fréquence du signal avant de le numériser.

Ces différentes techniques de déviation présentent des avantages et des inconvénients en termes de précision, de flexibilité et de complexité d'application. Le choix de la technologie dépend des exigences

de l'application et des contraintes techniques rencontrées. Dans ce travail on a choisi de réaliser un dépointage par l'utilisation de matériaux artificiels plus précisément métasurfaces.

### III.2.3 Dépointage de faisceau utilisant des matériaux artificiels

Dans ce travail on s'intéresse au dépointage de faisceau à l'aide des métasurfaces. L'idée est de positionner à une distance  $h$  au-dessus de l'antenne source un PRS inhomogène (Partially Reflective Surface) à base de métasurfaces. Le but de ce PRS ajouté est de modifier la répartition de la phase a la sortie de l'antenne pour produire un dépointage de faisceau comme montré sur la figure III.3.



**Figure III. 3** Antenne a cavité résonante autrement appelée antenne Fabry-pérot

Pour un fonctionnement en résonance, et en supposant que toutes les cellules du PRS sont identiques, la distance  $d$  séparant l'antenne source est le PRS est calculé suivant l'équation III.2 :

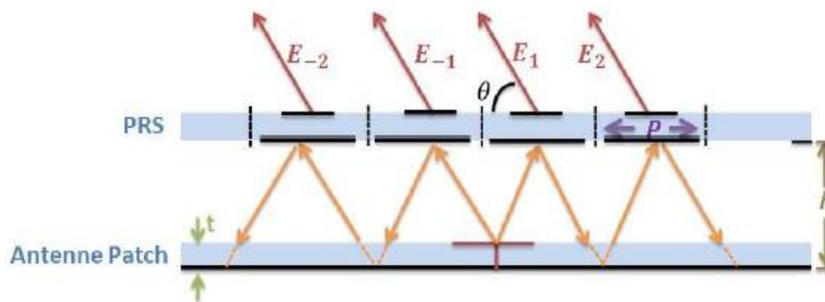
$$d + t\sqrt{\epsilon_r} = (\phi_{PRS} + \phi_r) \frac{\lambda}{4\pi} \quad (III.2)$$

Avec :  $d$  la distance entre PRS et l'antenne,  $t$  : l'épaisseur du substrat,  $\epsilon_r$  la permittivité relative du substrat,  $\phi_{PRS}$  la phase du coefficient de réflexion du PRS calculée en incidence normale,  $\phi_r$  la phase du coefficient de réflexion du plan de masse et  $\lambda$  : la longueur d'onde dans le vide.

Le dépointage le faisceau d'une telle antenne revient à manipuler les propriétés des métasurfaces à savoir la phase du coefficient de transmission et de réflexion de chaque cellule unitaire composant le PRS.

- **Principe de fonctionnement de l'antenne**

Le principe de fonctionnement de l'antenne a cavité résonante utilisant des métasurfaces en PRS pour dépointier le faisceau a été abordé dans plusieurs travaux [33] [34] [36] . Soit l'antenne a cavité résonante donnée par la figure III.4 ci-dessous :



**Figure III. 4** Antenne a cavité résonante autrement appelée antenne Fabry-pérot[34]

Le champ électrique E rayonné par l'antenne est le résultat de la somme de tous les champs E<sub>i</sub> rayonnés par l'antenne, à savoir :

$$E = \sum_{i=0}^{\infty} E_i \tag{III.3}$$

Et :

$$E_i = \prod_{n=1}^{i-1} R_n T_i e^{j(\phi_n + \psi_{T_i})} \tag{III.4}$$

Avec : R<sub>n</sub> représente le module du coefficient de réflexion de la cellule unitaire, T<sub>i</sub> le module du coefficient de transmission de la cellule unitaire, Ψ<sub>T<sub>i</sub></sub> la phase du coefficient de transmission de la cellule unitaire et φ<sub>n</sub> regroupe à la fois la phase du coefficient de réflexion du plan de masse, la phase du coefficient de réflexion de la cellule unitaire et le retard de phase du à la différence de trajet parcouru :

$$\phi_1 = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{h^2}{\sqrt{\left(\frac{p}{2}\right)^2 + h^2}} + \pi + \psi_{R_i} \quad (\text{III.5})$$

Pour provoquer un dépointage de faisceau d'angle  $\theta$ , la différence de phase entre les champs rayonnés par deux cellules adjacentes doit vérifier l'équation III.6 ci-dessous :

$$\angle E_{i+1} - \angle E_i = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot p \cdot \sin\theta \quad (\text{III.6})$$

Avec  $p$  représente la période de répétition des cellules sur la surface du PRS.

Ainsi ; le dépointage de faisceau est obtenu en manipulant les propriétés des cellules unitaires en transmission et réflexion. Plus précisément en créant un gradient de phase sur la surface du PRS à métasurfaces.

### III.3 Conception et simulation d'antenne à dépointage de faisceau

#### III.3.1 Cahier des charges

Les antennes à dépointage de faisceau qu'on va concevoir et simuler sous CST doivent répondre au cahier des charges bien précis préalablement tracé dont les caractéristiques sont données dans le tableau 1 :

**Tableau III.1** Cahier des charges de l'antenne a dépointage proposée.

	<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs</b>
	Fréquence de résonance	Autours de 10Ghz
Performances	Dépointage	>20°
	Adaptation	<-10dB
	Directivité	>10dB
	Niveau de lobes secondaire	Le plus bas possible
Structure de l'antenne	Antenne source	Patch
	Alimentation	Coaxial
	Substrat et superstrat	FR-4 de permittivité relative $\epsilon_r=3.9$ de $\tan \delta = 0,019$ et d'épaisseur $t=1.6\text{mm}$
	Métallisation	PEC (Perfect Électrique Conductor)
	Cellule unitaire	Meta-surface, type résonateur LC

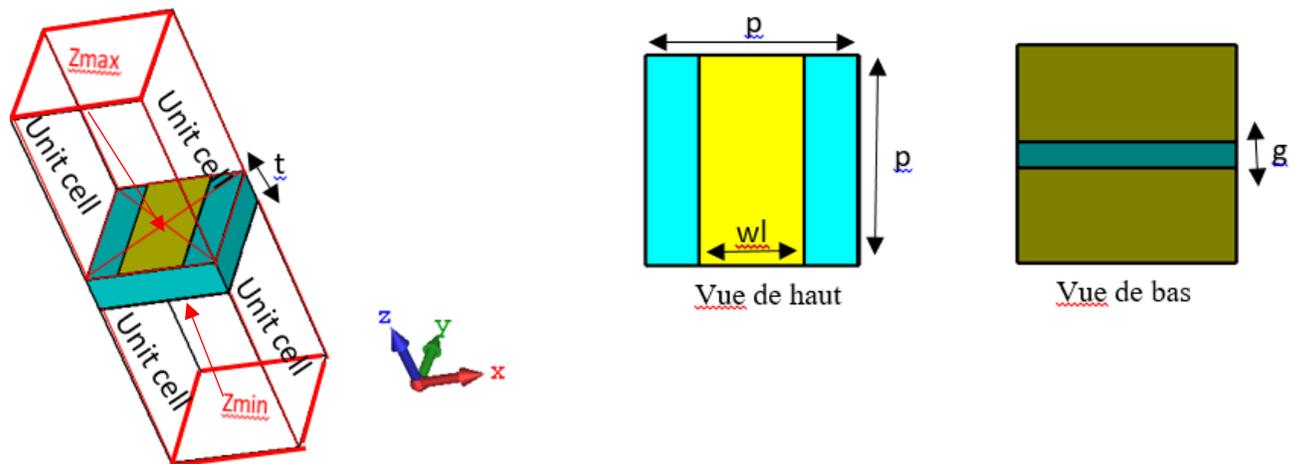
### III.3.2 Choix de l'outil de la simulation

Toutes les conceptions et simulations présentées dans ce travail sont faites sous le logiciel CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS). Ce logiciel de simulation électromagnétique a été largement utilisé dans l'industrie et la recherche pour la conception et l'analyse de composants et de systèmes micro-ondes. Développé par Computer Simulation Technologie (CST), il offre une plateforme complète pour la modélisation 3D et la simulation des dispositifs et des circuits électromagnétiques. Il permet aux ingénieurs et aux chercheurs de prédire et avec précision le comportement des structures micro-ondes, des antennes, des filtres, des guides d'ondes et d'autres composants dans une large gamme de fréquences. Grâce à ses capacités avancées de modélisation, de maillage, de résolution numérique et de post-traitement, CST MWS permet aussi une optimisation

rapide et efficace des performances des dispositifs, réduisant ainsi le temps et les coûts liés à la phase de développement. En résumé, CST MWS est un outil puissant pour l'analyse et la conception de systèmes micro-ondes, offrant ainsi une simulation précise et fiable pour les professionnels de l'industrie et de la recherche.[5]

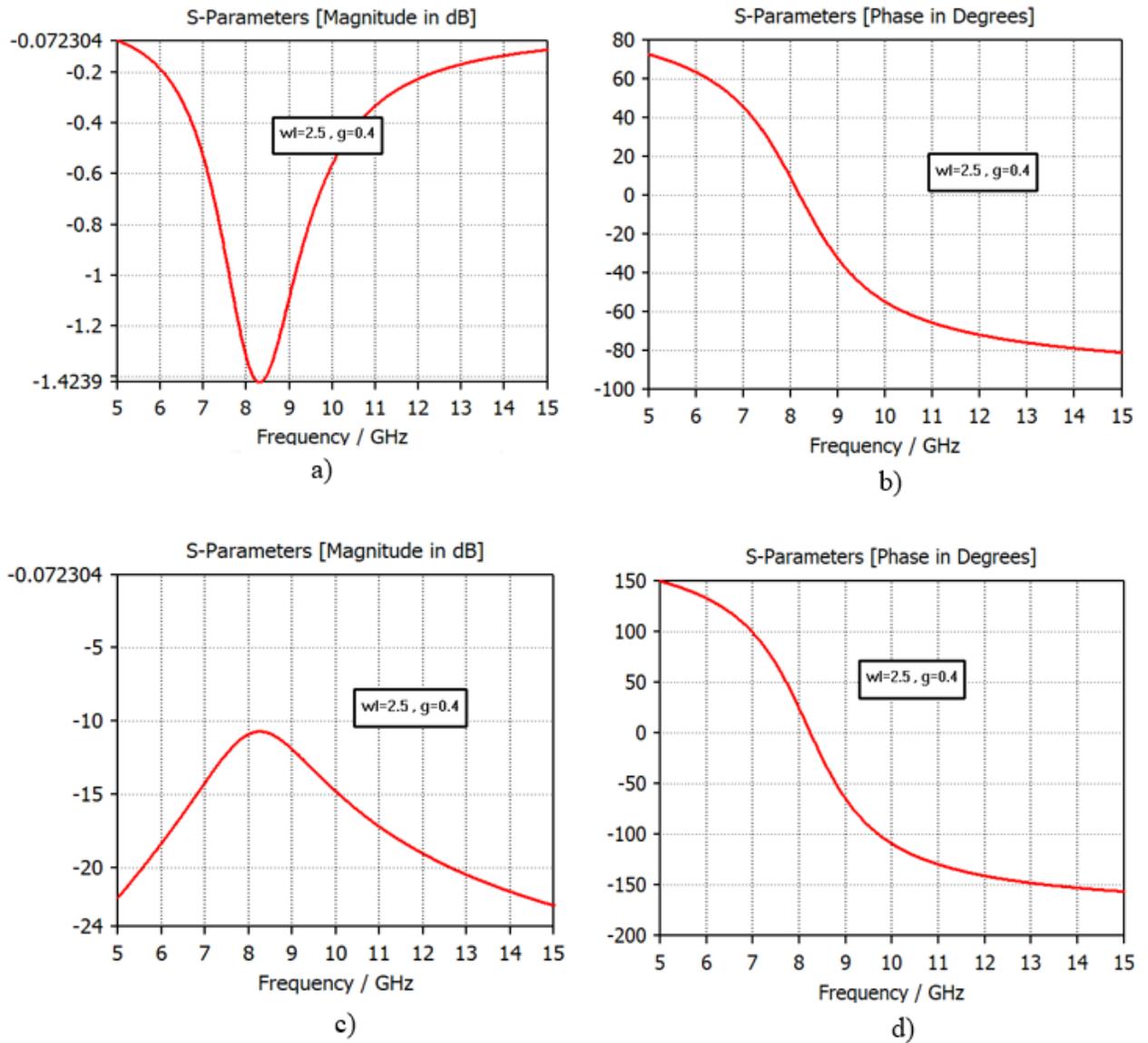
### III.3.3 Configuration de la cellule unitaire

Le superstrat qu'on va mettre au-dessus de l'antenne patch pour former l'antenne à cavité résonante est composé d'un ensemble de métasurfaces de type résonateur LC[5]. La cellule unitaire constituant ce superstrat est représentée sur la figure.4 . Elle est constituée de deux grilles, une inductive et une seconde capacitive imprimées de part et d'autre sur un substrat diélectrique de permittivité ( $\epsilon_r = 3,9$ ,  $\tan \zeta = 0,02$ ) et d'épaisseur  $t=1.6\text{mm}$ . Les dimensions latérales de la cellule sont choisie de l'ordre de  $5 \times 5 \text{mm}^2$ .



**Figure III. 5** Configuration de la cellule unitaire simulée sur CST

Les dimensions de la grille inductive et celle capacitive, plus précisément  $w$  et  $g$  sont optimisées pour obtenue à la fois un fonctionnement optimal autour de la fréquence  $f=10\text{Ghz}$  et une transmission très faible ce qui permet le fonctionnement sous résonance de l'antenne. Les résultats de simulations en termes de coefficients de réflexion et de transmission obtenus sont représentés sur la figure III.6.



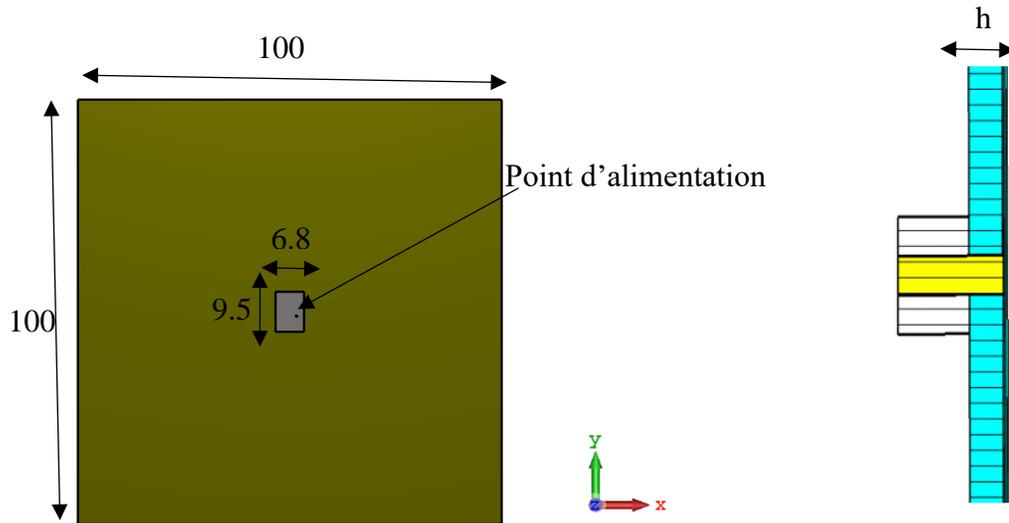
**Figure III. 6** Résultats de simulation de la cellule unitaire, a). Module du coefficient de réflexion, b). phase du coefficient de réflexion, c). Module du coefficient de transmission, d). Phase du coefficient de transmission

### III.3.4 Conception et simulation de l'antenne de référence

#### III.3.4.1 Antenne source

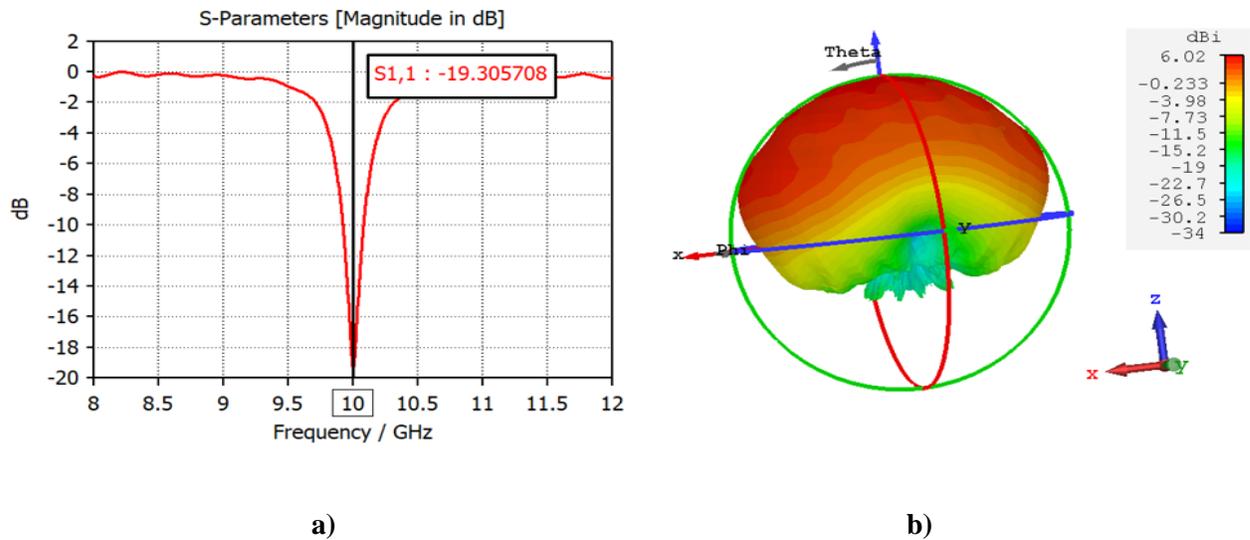
On va d'abord commencer par la conception et la simulation de l'antenne qui sert de référence. Cette antenne ne doit présenter aucun dépointage de faisceau dans l'axe. Elle est composée d'une antenne source de type patch au-dessus de la quelle est posé un PRS avec

métasurfaces homogène. L'antenne patch source est imprimée sur un substrat diélectrique FR-4 de permittivité ( $\epsilon_r = 3,9$  et  $\tan \delta = 0,02$ ), d'épaisseur  $h=1.6$  mm et de dimensions latérales  $100 \times 100 \text{ mm}^2$ . Pour un fonctionnement autour de  $f=10$  GHz, la taille du patch a été optimisée à  $9.5 \times 6.8 \text{ mm}^2$ . Le patch est alimenté par un coaxial placé à une distance de  $0.2 \text{ mm}$  des bords du Patch.

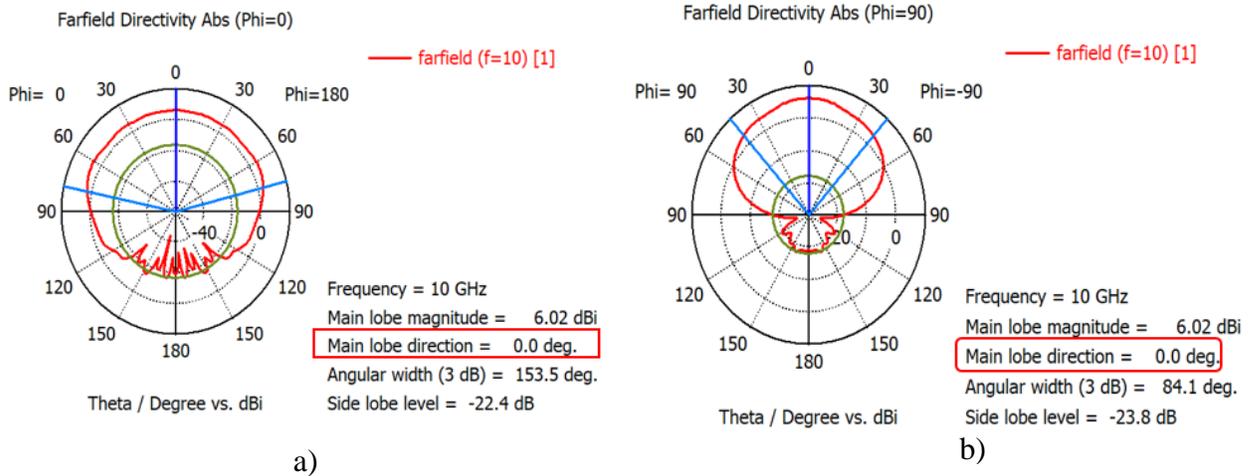


**Figure III. 7** Antenne patch source fonctionnant à  $f=10\text{GHz}$  simulée sur CST b) plan de coupe

Le niveau d'adaptation et le diagramme de rayonnement de l'antenne source obtenu après simulation sur CST sont représentés sur la figure III.8 et la figure III.9 et le tableau III.2 :



**Figure III. 8** Résultats de simulation de l'antenne source a) Niveau d'adaptation, b). Diagramme de rayonnement



**Figure III. 9** Diagramme de rayonnement de l’antenne source a) Plan phi=0°, b). Plan phi=90°

L’ensemble des résultats de simulation de l’antenne source sont résumé dans le tableau 2 :

**Tableau III.2** Résultats de simulation de l’antenne patch a  $f=10\text{Gz}$

	S <sub>11</sub> (dB)	Directivité (dBi)	gain (dB)	SLL (dB)	Dépointage	
					φ=0°	φ=90°
Antenne patch seule	-19,3	6.02	6	-15.2	0°	0°

A partir des résultats obtenus, on peut bien conclure que l’antenne source est bien adaptée et ne présente aucun dépointage de faisceau dans l’axe.

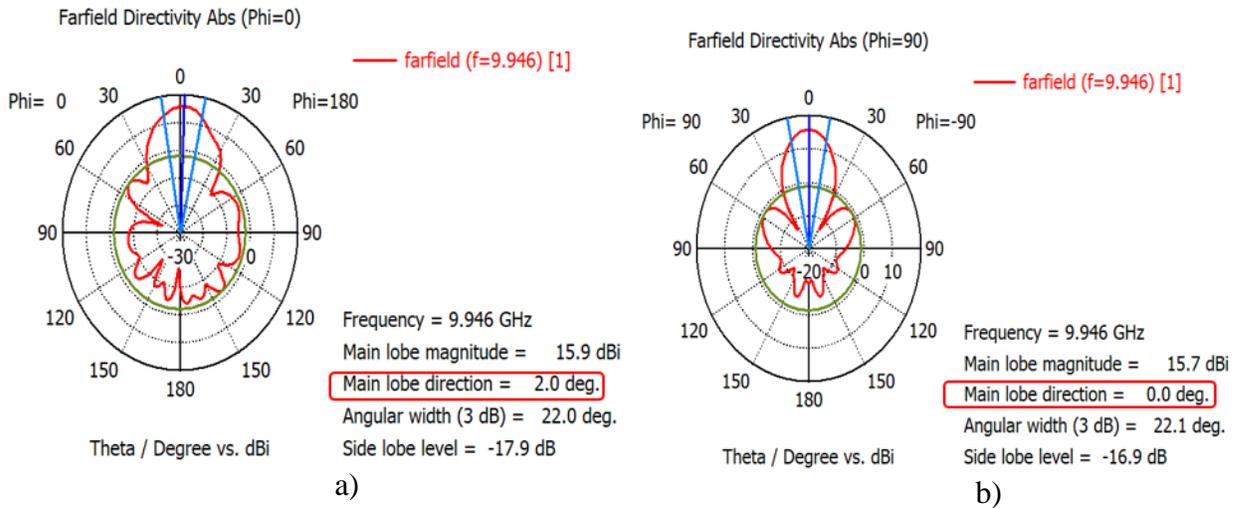
### III.3.4.2 Ajout de PRS homogène a métasurfaces

Pour concevoir l’antenne de référence on va ajouter au-dessus de l’antenne source un PRS homogène à métasurfaces qui ne présente aucun gradient de phase de dimensions latérales 100x100mm<sup>2</sup>. Ce PRS est composé d’un substrat homogène de permittivité 3.9 sur le quel est imprimé de part et d’autre une grille inductive et une seconde capacitive homogènes comme montré sur la figure III.3. L’ensemble de cellules unitaires constituant le PRS homogène sont identiques et se répète périodiquement chaque p=5mm. Les dimensions des cellules unitaires dont le PRS est composé sont ceux données sur la figure III.3 soit w=2.5mm, g=0.4mm et t=1.6mm.

Pour fonctionner à la résonance la distance h séparant le PRS à métasurfaces homogène de l’antenne source doit vérifier la condition de résonance donnée par l’équation III.2 Comme l’antenne



A partir des résultats de simulation on peut constater qu'avec l'ajout du PRS homogène à métasurfaces au-dessus de l'antenne source, l'antenne est restée toujours adaptée à la fréquence  $f=10$  GHz mais sa fréquence de résonance est décalée à  $f=9.946$  GHz. Ce petit décalage de fréquence peut être ajusté en ajustant les dimensions de l'antenne patch. Par ailleurs, l'ajout du PRS homogène au-dessus de l'antenne source a plus que doublé sa directivité. Cette dernière est passée de 6.02 dBi pour l'antenne source seule à 15.9dBi avec l'ajout de PRS homogène soit une augmentation de 9.88dBi.



**Figure III. 12** Digramme de rayonnement à  $f=9.946$ GHz ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

Quand au dépointage de faisceau, on peut remarquer de la figure 11 que l'antenne de référence ne présente qu'un très léger dépointage de faisceau de l'ordre de  $2^\circ$  sur le plan de coupe  $\varphi=0^\circ$  qui peut être éliminé en ajustant les dimensions du patch ou même légèrement la distance  $h$  séparant l'antenne source du PRS homogène. Le reste de résultats de simulation tel que le gain et de niveau de lobes secondaires sont représentés sur le tableau 3 :

**Tableau III-3:** Résultats de simulation de l'antenne de référence à  $f=9.946$ Ghz.

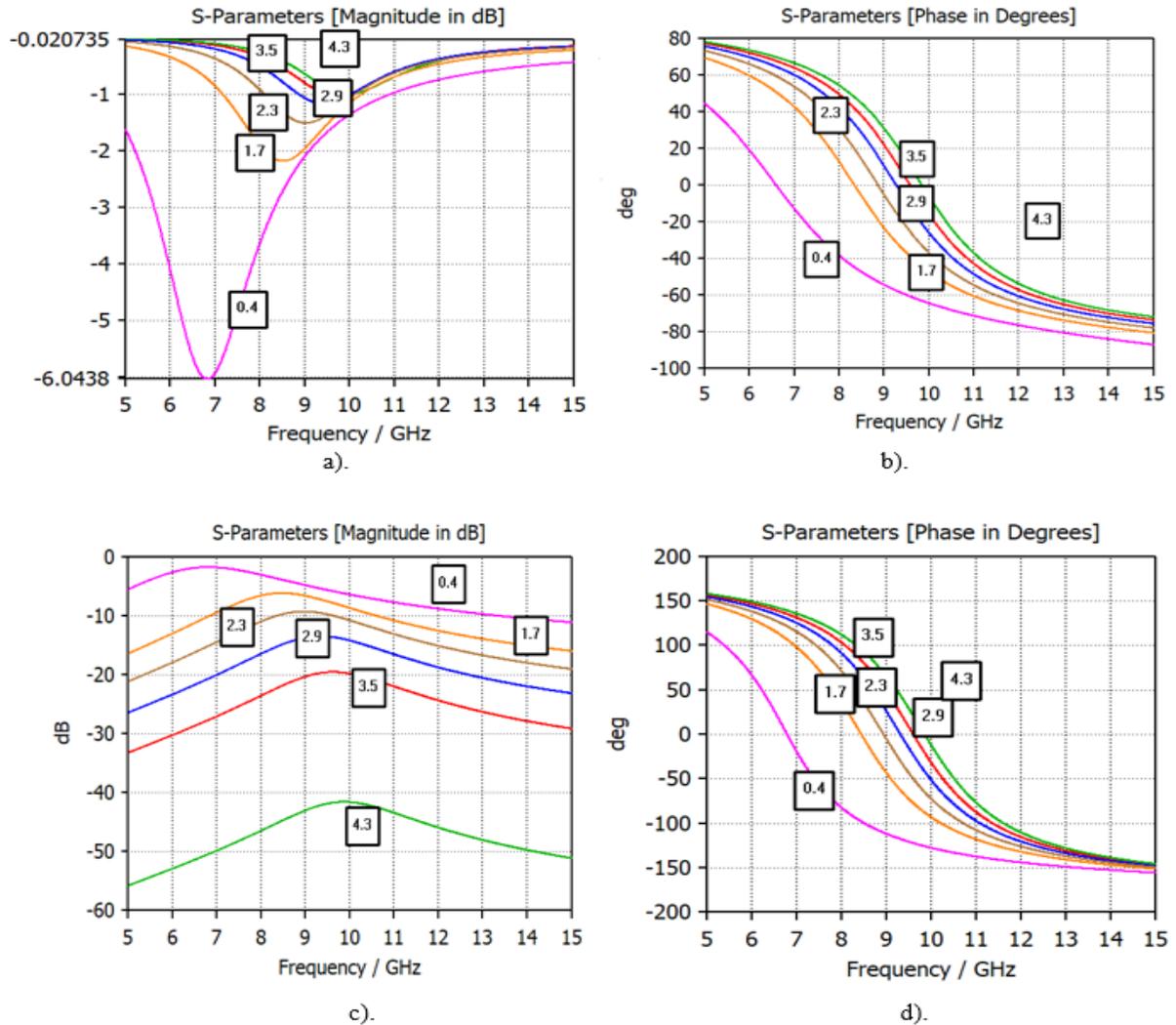
	$S_{11}$ (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Antenne avec PRS homogène	-28.1	10.2	15.9	-17.9	$2^\circ$	$0^\circ$

### **III.4 Conception et simulation d'antennes à dépointage de faisceau**

Pour réaliser notre antenne à dépointage de faisceau on va procéder par étapes. On va réaliser un gradient de phase sur la surface du PRS avec changement des dimensions de la grille inductive tout en gardant les dimensions de grille capacitive fixe. Ensuite par changement des dimensions de la grille capacitive tout en gardant les dimensions de grille inductive fixe. Et a la fin en changeant la répartition de la permittivité sur la surface du substrat tout en gardant les dimensions de grille inductive et capacitive fixes. Les résultats de simulation de chaque configuration seront ensuite analysés et comparés pour pouvoir choisir la meilleure configuration qui permet d'obtenir un dépointage optimale.

#### **III.4.1 Grille inductive inhomogène**

On part du PRS homogène étudiée précédemment. Pour réaliser un gradient de phase sur la surface de ce PRS, on va remplacer la grille inductive homogène par une grille inductive inhomogène tandis que les dimensions de la grilles capacitive et la permittivité sont gardés fixes. Le gradient de phase est réalisé en changeant la dimension  $w$  de la cellule unitaire du PRS. Les résultats de simulation de la cellule unitaire pour un  $w$  variable sont représentés sur a figure III.13

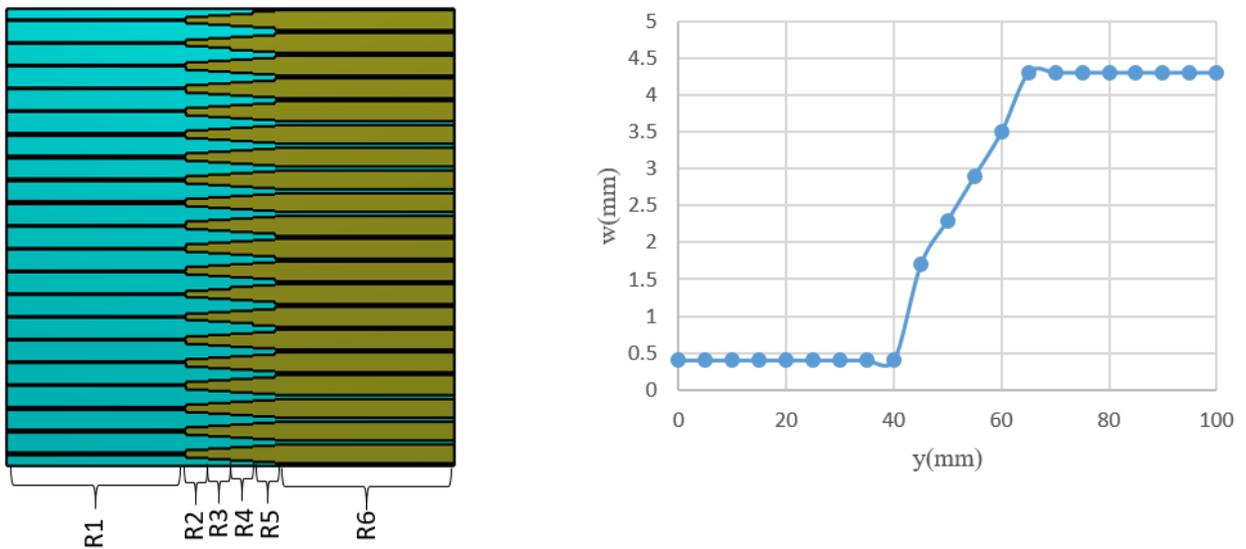


**Figure III. 13** Résultats de simulation de la cellule unitaire pour variation de la dimension  $w$ , a). Module du coefficient de réflexion, b). phase du coefficient de réflexion, c). Module du coefficient de transmission, d). Phase du coefficient de transmission

Des résultats de simulation on peut constater que varier la dimension  $w$  de la cellule unitaire de  $w=0.4\text{mm}$  a  $w=4.3\text{mm}$  permet d'avoir un gradient de phase de coefficient de réflexion de l'ordre de  $-116^\circ$ . Ainsi, pour concevoir le PRS à grille inductive inhomogène trois configurations sont proposées :

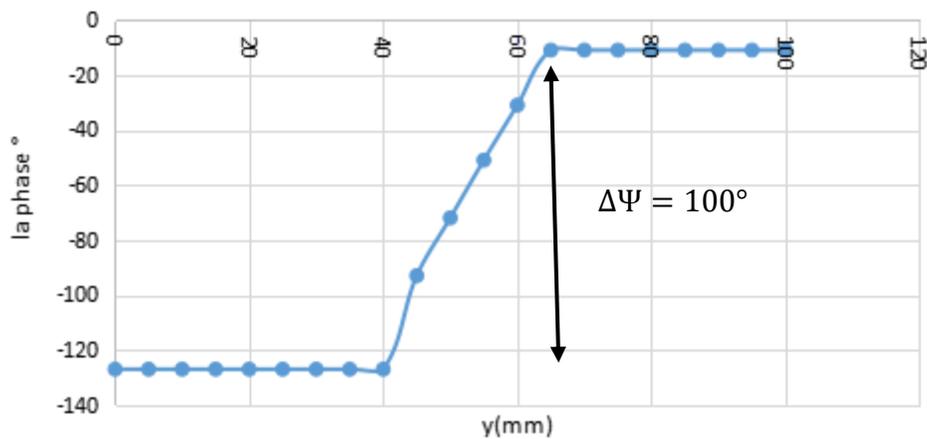
- **Configuration 1**

On divise la surface du PRS suivant l'axe des y en 6 régions différentes R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> et R<sub>6</sub> comme montré sur la figure III.14 La dimension w attribuée à chaque région ainsi que le PRS résultant sont représenté sur la même figure .



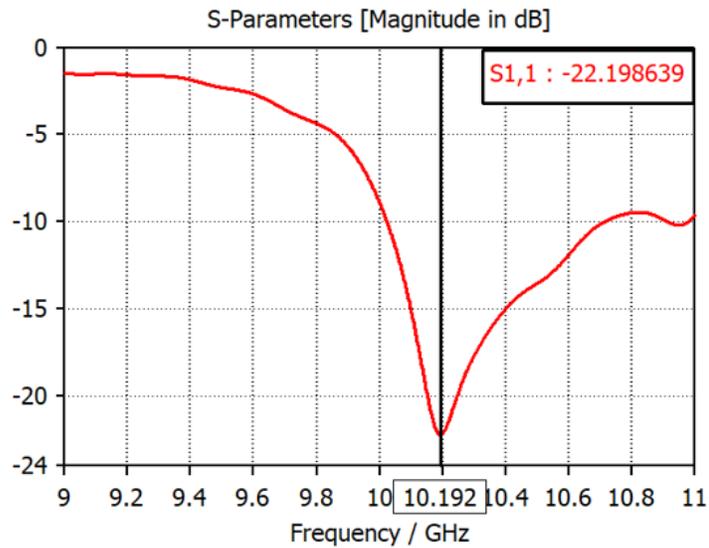
**Figure III. 14** PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1)

Le gradient de phase obtenu sur la surface du PRS de cette première configuration est représenté sur la figure III.15.

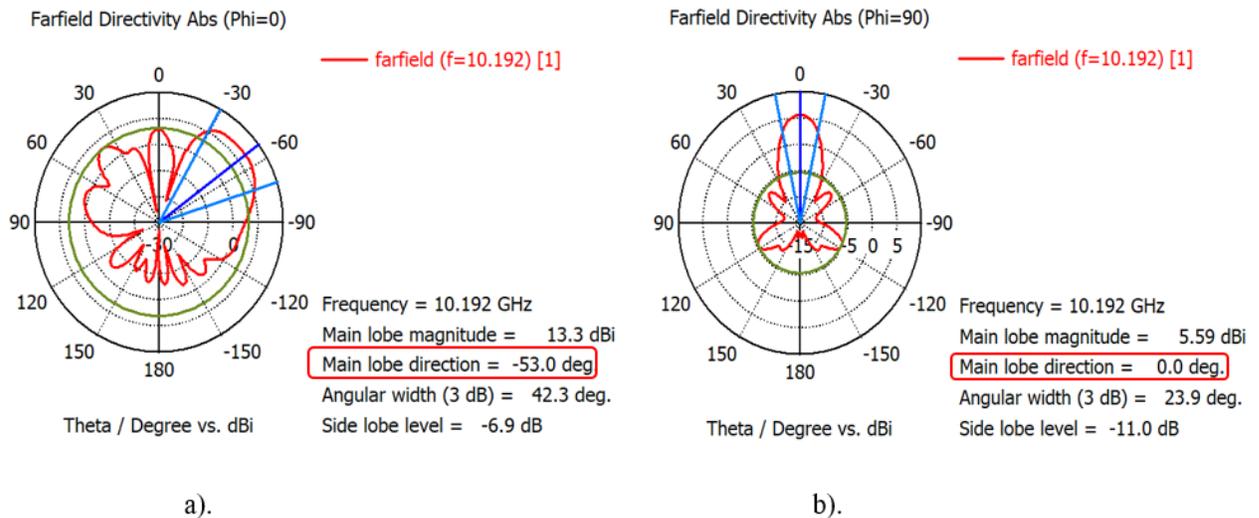


**Figure III. 15** Gradient de phase obtenu avec le PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1)

Le niveau d'adaptation, le diagramme de rayonnement ainsi que reste des performances de l'antenne avec cette première configuration PRS sont représentés sur la figure III.16, la figure III.17 et tableau III.4 respectivement :



**Figure III. 16** Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1)



**Figure III. 17** Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

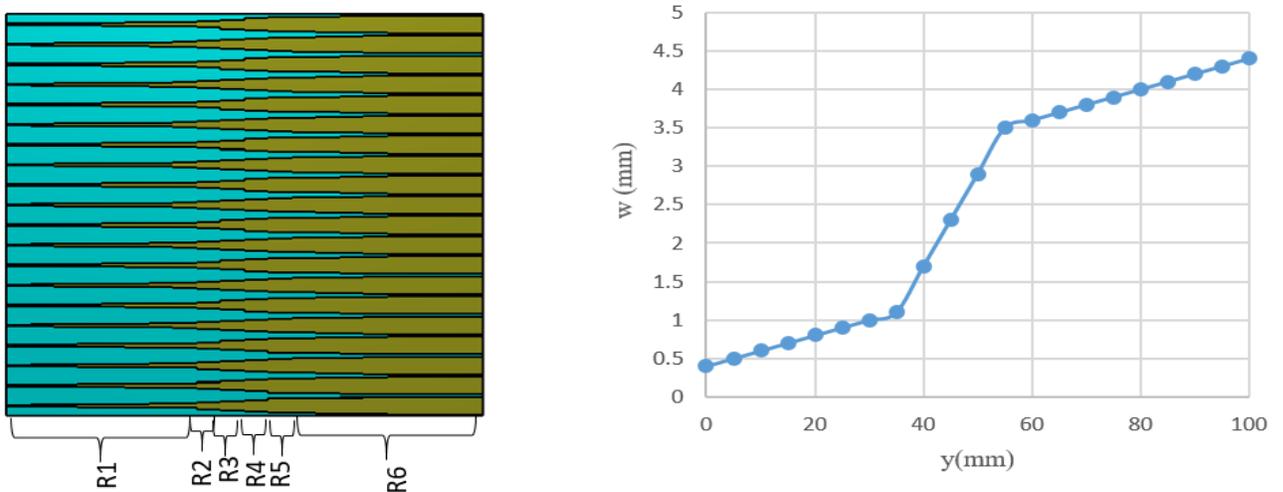
**Table III-4:** Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1)

	S <sub>11</sub> (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage (°)	
					φ=0°	φ=90°
Antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1)	-22,198	10.1	13.3	-6.9	53	0

On peut constater des résultats de simulation que l'antenne résultant est adaptée à la fréquence de fonctionnement initiale de l'antenne soit  $f=10$  GHz mais elle possède une nouvelle fréquence de résonance  $f=10.192$ GHz, soit un décalage de 0.192 GHz. Ce dernier peut être ajusté en optimisant les dimensions de l'antenne patch source. Aussi le diagramme de rayonnement obtenu montre que le gradient de phase appliqué suivant l'axe des y provoque et comme attendu un dépointage de faisceau de l'ordre de 53 dans le plan  $\phi=0^\circ$  et aucun dépointage de faisceau sur le plan  $\phi=90^\circ$  n'est constaté. Néanmoins, comparé à l'antenne avec PRS homogène, le nouveau gradient de phase appliqué a réduit la directivité de l'antenne de 2dBi et a augmenté son niveau des lobes secondaires.

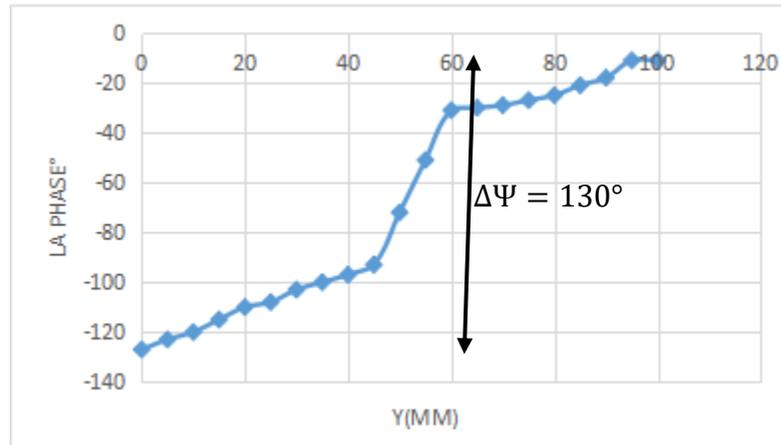
• **Configuration 2**

Pour cette deuxième configuration, la dimension w est changée graduellement et en continue dans le sens des y positif de  $w=0.4$ mm à  $w=4.3$ mm. Le PRS obtenu ainsi que la variation de la dimension w suivant l'axe des y sont représentés sur la figure III.18.



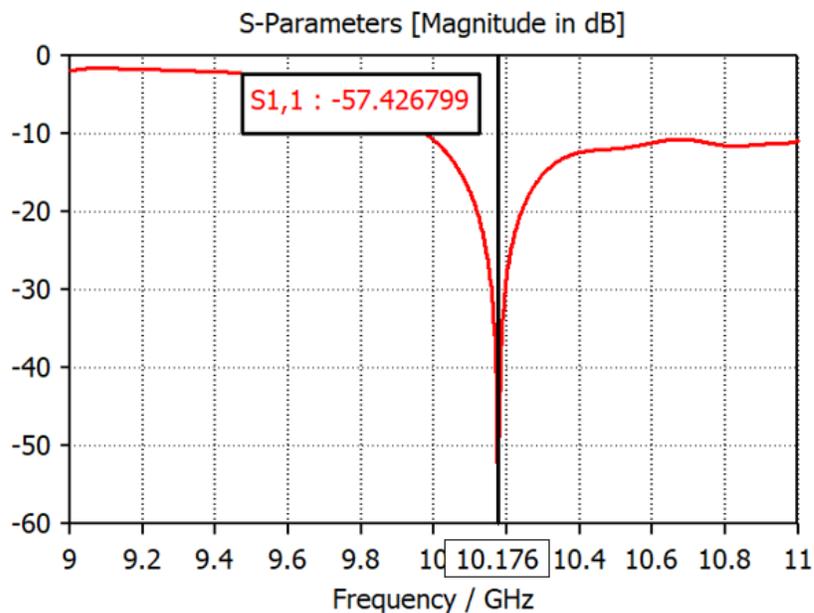
**Figure III. 18** PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2)

Le gradient de phase obtenu sur la surface du PRS de pour cette deuxième configuration est représentée sur la figure III.19

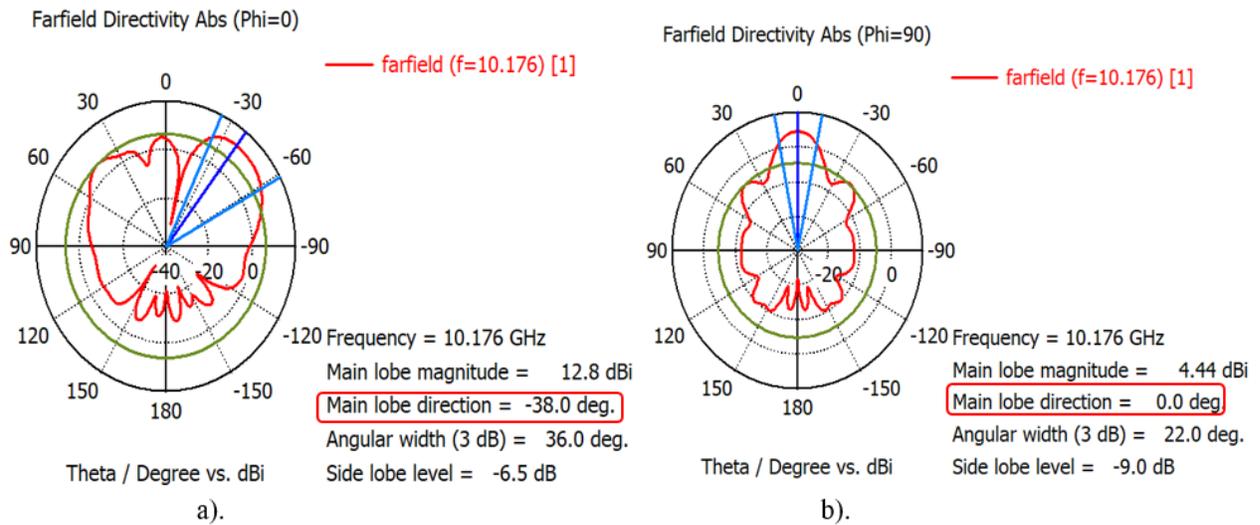


**Figure III. 19** Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille inductive inhomogène (configuration 2)

Le niveau d'adaptation, le diagramme de rayonnement ainsi que le reste des performances de l'antenne avec cette première configuration PRS sont représentés sur la figure III.20, la figure III.21 et tableau III.5 respectivement :



**Figure III. 20** Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2)



**Figure III. 21** Diagramme de rayonnement de l’antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

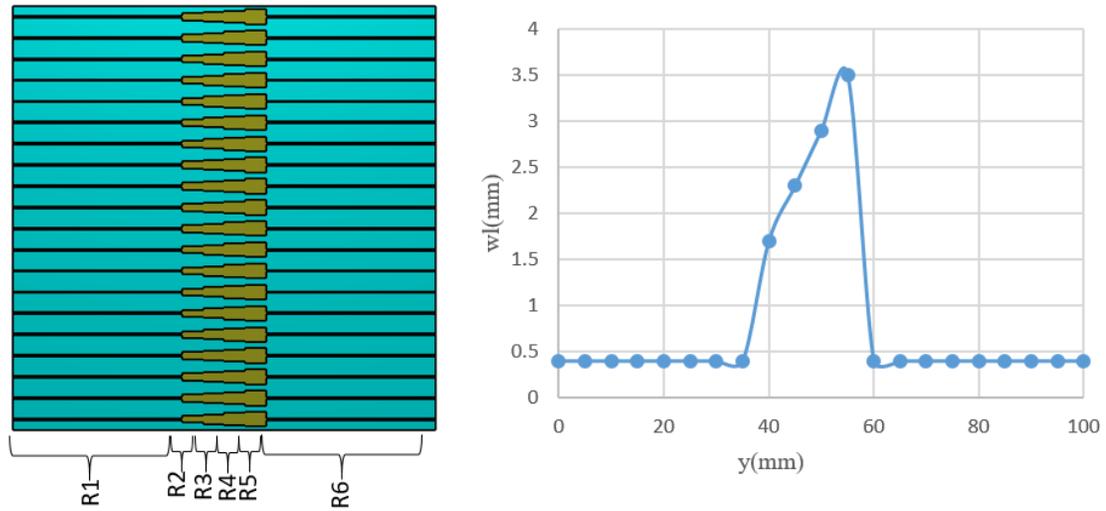
**Tableau III.5 :** Résultats de simulation de l’antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2)

	$S_{11}$ (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage ( $^\circ$ )	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2)	-57.4	9.76	12.8	-6.5	38 $^\circ$	0 $^\circ$

On peut constater des résultats de simulation que l’antenne résultante est adaptée à la fréquence de fonctionnement initiale de l’antenne soit  $f=10$  GHz mais elle possède une nouvelle fréquence de résonance  $f=10.176$ GHz, soit un décalage de 0.176 GHz. Aussi le diagramme de rayonnement obtenu montre que ce nouveau gradient de phase appliqué suivant l’axe des y provoque et comme attendu un dépointage de faisceau de l’ordre de 38 $^\circ$  dans le plan  $\varphi=0^\circ$  et aucun dépointage de faisceau sur le plan  $\varphi=90^\circ$  n’est constaté. Néanmoins, comparé à l’antenne avec PRS homogène, le gradient de phase appliqué a réduit la directivité de l’antenne de 2dBi et a augmenté son niveau des lobes secondaires.

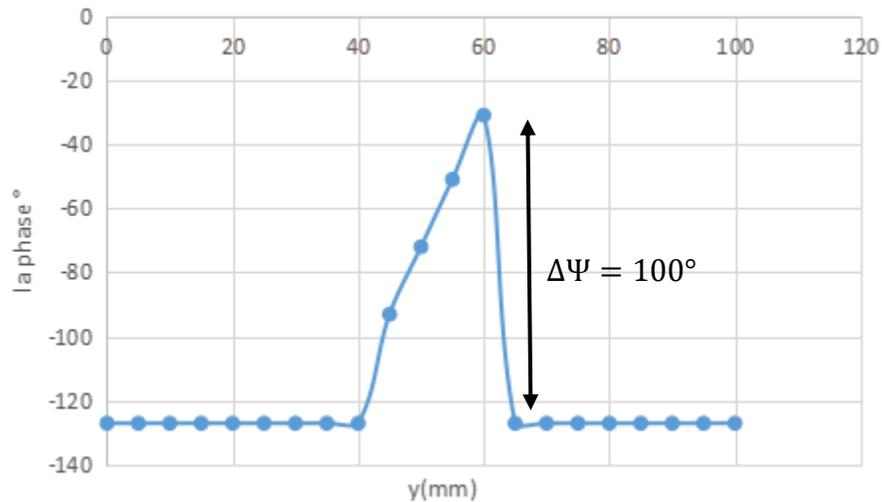
- **Configuration 3**

Pour cette troisième configuration, la surface du PRS est divisée à nous en 6 régions. La dimension w est augmentée graduellement de 0.4mm à 4.3 mm de la région R1 à R5 respectivement puis fixée a 0.4mm a la région R6.. Les PRS obtenus ainsi que la variation de la dimension w suivant l’axe des y sont représentés sur la figure III.22



**Figure III. 22** PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3)

Le gradient de phase obtenu sur la surface du PRS de pour cette troisième configuration est représentée sur la figure III.23.



**Figure III. 23** Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille inductive inhomogène (configuration 3)

Le niveau d'adaptation, le diagramme de rayonnement ainsi que reste des performances de l'antenne avec cette troisième configuration PRS sont représentés sur la figure III.24, la figure III.25 et tableau III.6 respectivement :

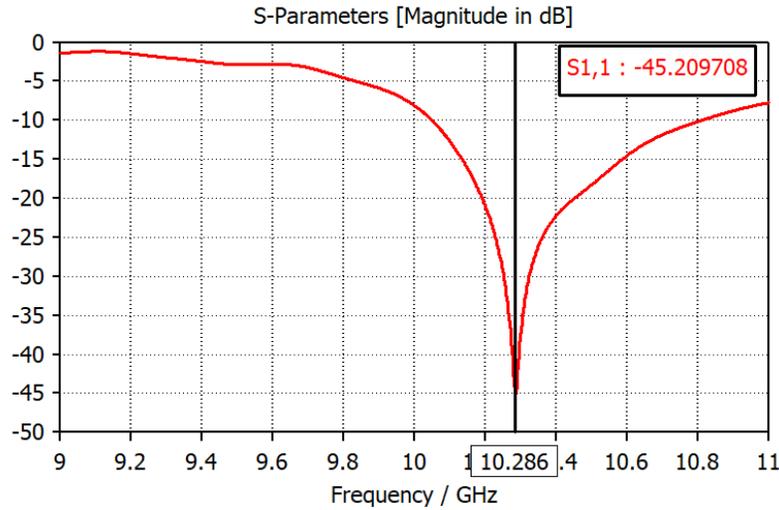


Figure III. 24 Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3)

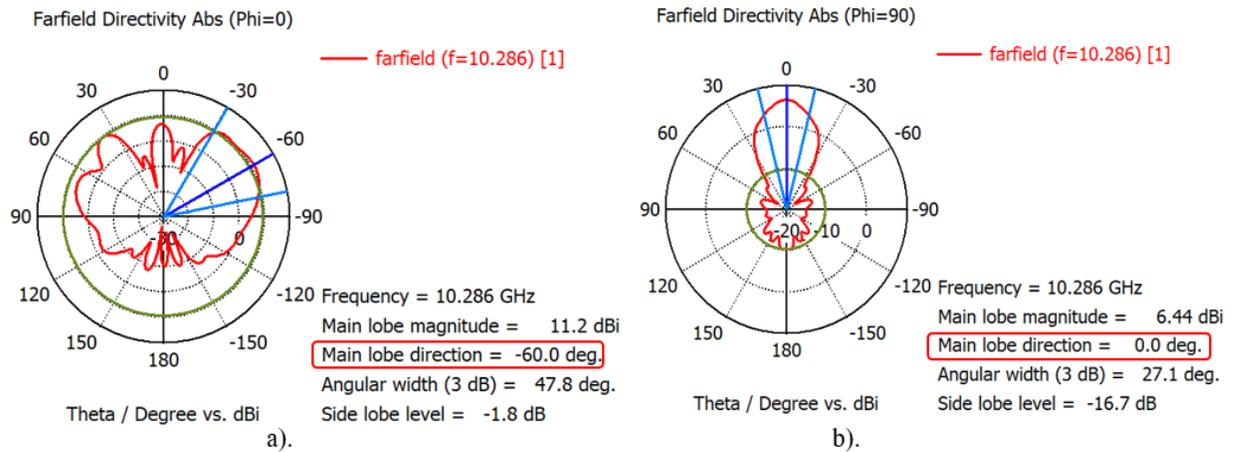


Figure III. 25 Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3) ; a) plan  $\phi=0^\circ$  ; b) plan  $\phi=90^\circ$

Tableau III.6: Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3)

	S <sub>11</sub> (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage (°)	
					$\phi=0^\circ$	$\phi=90^\circ$
Antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3)	-45.2	8.82	11.2	-1.8	60°	0°

On peut constater des résultats de simulation que l'antenne résultante n'est pas adaptée cette fois ci à la fréquence de fonctionnement initiale de l'antenne mais elle possède une nouvelle fréquence de résonance  $f=10.286\text{GHz}$ , soit un décalage de 0.286 GHz. Aussi le diagramme de rayonnement obtenu

montre que ce nouveau gradient de phase appliqué suivant l'axe des y provoque et comme attendu un dépointage de faisceau de l'ordre de  $60^\circ$  dans le plan  $\varphi=0^\circ$  et aucun dépointage de faisceau sur le plan  $\varphi=90^\circ$  n'est constaté. Néanmoins, comparé à l'antenne avec PRS homogène, le gradient de phase appliqué a réduit la directivité de l'antenne d'environ 5dBi et a augmenté son niveau des lobes secondaires.

### Bilan des trois configurations de PRS a grille inductive inhomogène proposées

Les résultats de simulations des différentes antennes étudiées sont regroupés dans le tableau ci-dessous :

**Tableau III .7 :** Comparaison des performances de l'antenne a PRS homogène et l'antenne avec PRS a grille inductive inhomogène

		$f$ résonance (GHz)	S <sub>11</sub> (dB)	Gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage (°)	
							$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
PRS homogène		9.946	-28,1	10.2	15,7	-16,9	0°	0°
PRS avec grille inductive inhomogène	<b>(configuration 1)</b>	<b>10.19</b>	<b>-22,1</b>	<b>10.1</b>	<b>13.3</b>	<b>-6.9</b>	<b>53°</b>	<b>0°</b>
	(configuration 2)	10.17	-57.4	9.76	12.8	-6.5	38°	0°
	(configuration 3)	10.28	-45.2	8.82	11.2	-1.8	60°	0°

On peut constater de la comparaison des résultats de simulation que toutes les antennes étudiées fonctionne autours de  $f=10\text{GHz}$ . Néanmoins vouloir dépointer le faisceau de l'antenne fait réduire et significativement le gain et la directivité de l'antenne et augmente son niveau des lobes secondaires. Aussi, on peut constater que pour dépointer le faisceau il suffit de réaliser un gradient de phase au centre du PRS seulement (configuration 1 et 3) et non pas sur toute la surface du PRS. Néanmoins, réaliser un gradient de phase continu tout au long de la surface du PRS permet de réduire le niveau des lobes secondaires due au dépointage de faisceau (configuration 2). Donc, pour conclure, la meilleure configuration à choisir pour cette première étude correspond à l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 1). Cette antenne permet un dépointage allant jusqu'à  $53^\circ$  avec une directivité de 13dBi et un niveau de lobes secondaires de 7 dB.

### III.4.2 Grille capacitive inhomogène

Comme fait pour la grille inductive, on part du PRS homogène de l'antenne de référence. Cette fois ci, on va remplacer la grille capacitive homogène par une grille capacitive inhomogène mais les dimensions de la grilles inductive et la permittivité sont gardés fixes. Le gradient de phase est réalisé en changeant la dimension  $g$  de la cellule unitaire du PRS. Les résultats de simulation de la cellule unitaire pour un  $g$  variable sont représentés sur la figure III.26

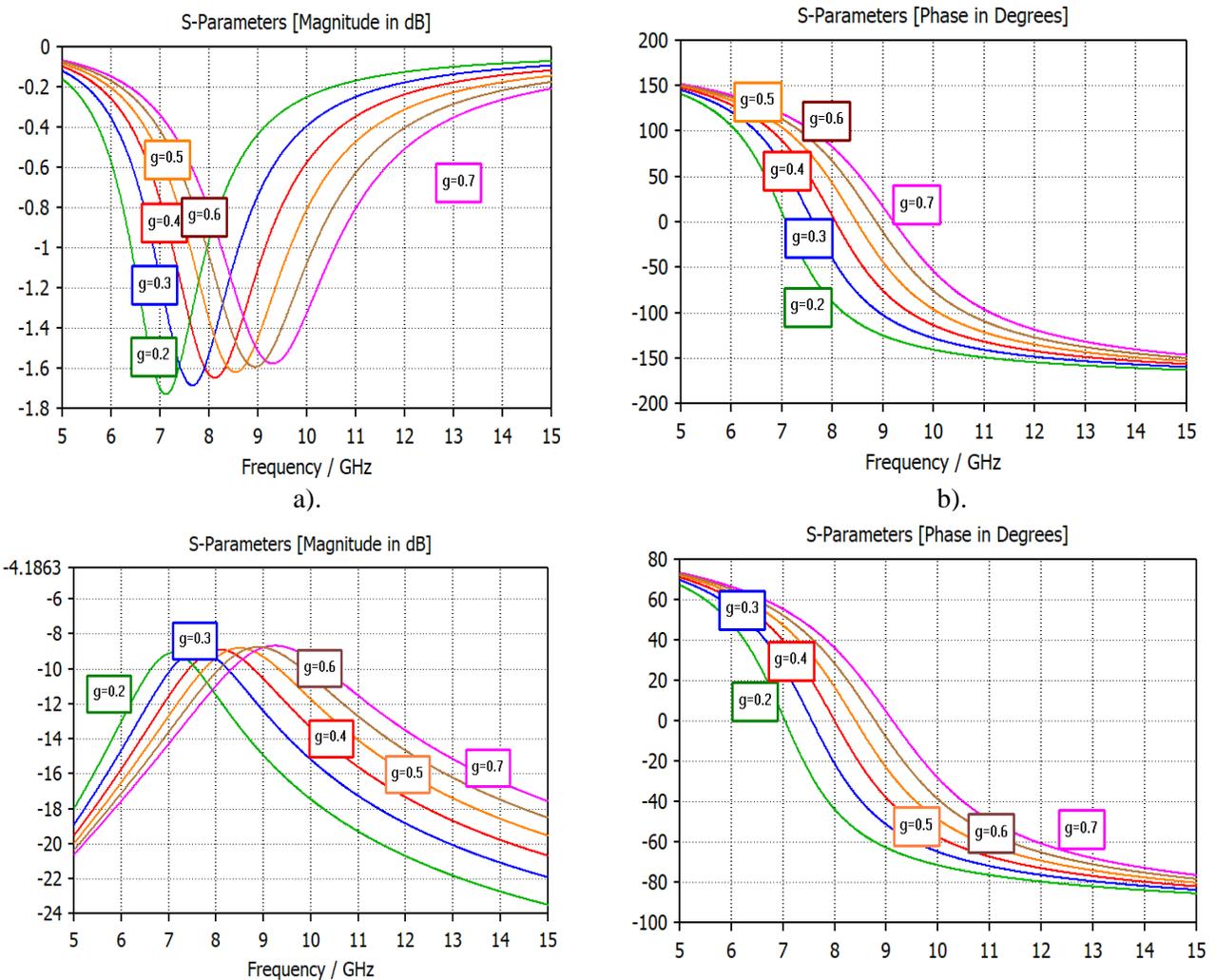
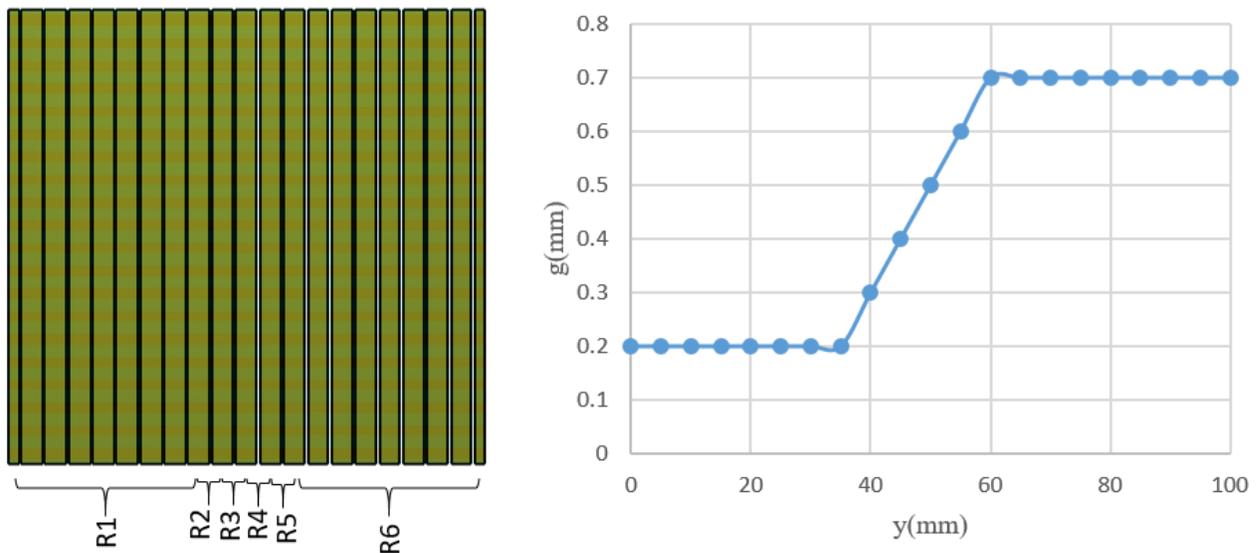


Figure III. 26 Résultats de simulation de la cellule unitaire pour variation de la dimension  $g$  avec  $w=0.4\text{mm}$ , a). Module du coefficient de réflexion, b). Phase du coefficient de réflexion, c). Module du coefficient de transmission, d). Phase du coefficient de transmission

Des résultats de simulation on peut constater que varier la dimension  $g$  de la cellule unitaire de  $g=0.2\text{mm}$  a  $g=0.7\text{mm}$  permet d'avoir un gradient de phase de coefficient de réflexion de l'ordre de  $-86^\circ$ . Ainsi, pour concevoir le PRS à grille capacitive inhomogène trois configurations sont proposées :

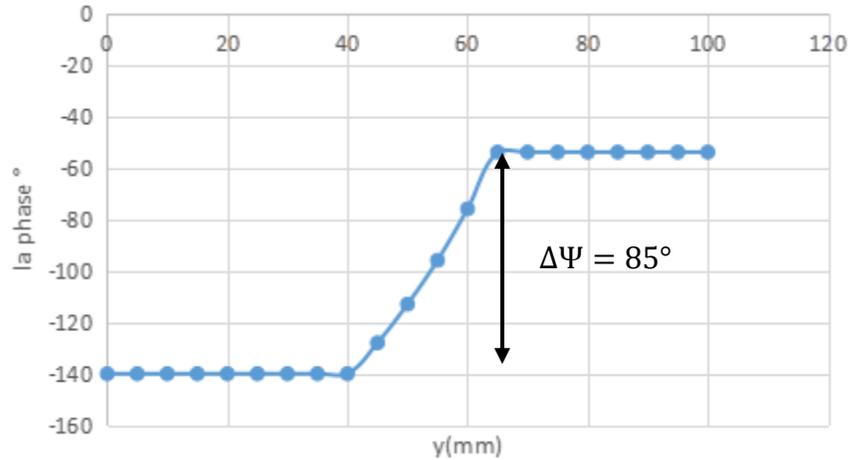
- **Configuration 1**

Comme fait précédemment, on divise la surface du PRS suivant l'axe des  $y$  en 6 régions différentes  $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5$  et  $R_6$  comme montré sur la figure III.27. La dimension  $g$  attribuée à chaque région ainsi que le PRS résultant sont représentés sur la même figure .



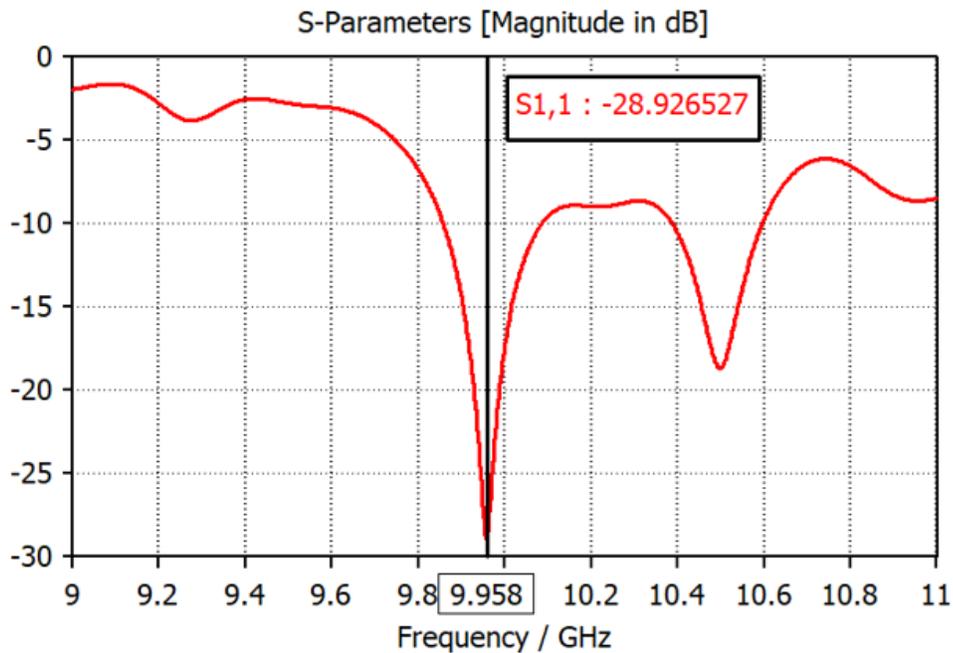
**Figure III. 27** PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1)

Le gradient de phase obtenu sur la surface du PRS de cette première configuration est représenté sur la figure III.28

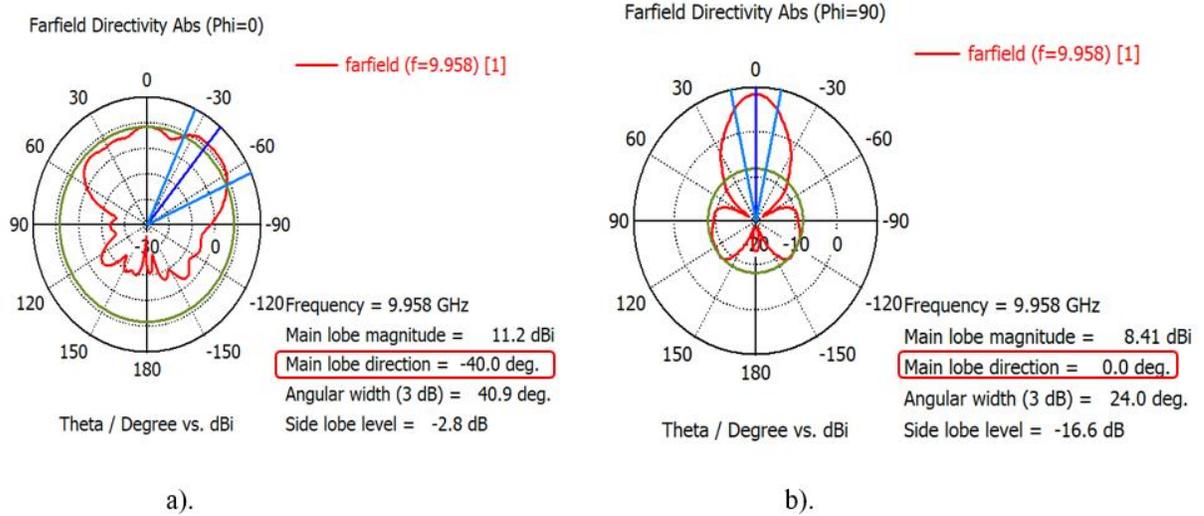


**Figure III. 28** Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille inductive inhomogène (configuration 1)

Le niveau d'adaptation, le diagramme de rayonnement ainsi que reste des performances de l'antenne avec cette première configuration PRS sont représentés sur la figure III.29 , la figure III.30 et tableau III.8 respectivement :



**Figure III. 29** Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1)



**Figure III. 30** Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

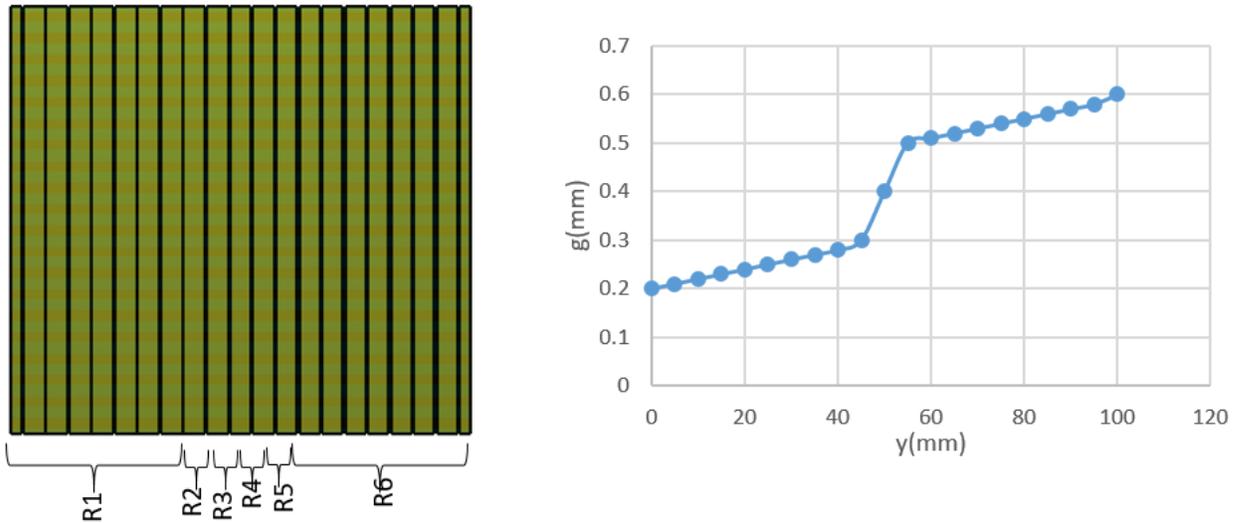
**Tableau III.8:** Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1)

	S <sub>11</sub> (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1)	-28.9	6.04	11.2	-2.8	40°	0°

On peut constater des résultats de simulation que l'antenne résultant est adaptée à la fréquence de fonctionnement initiale de l'antenne soit  $f=10$  GHz mais elle possède une nouvelle fréquence de résonance  $f=9.958$ GHz. Par ailleurs, le diagramme de rayonnement obtenu montre que le gradient de phase appliqué suivant l'axe des y provoque et comme attendu un dépointage de faisceau de l'ordre de  $40^\circ$  dans le plan  $\varphi=0^\circ$  et aucun dépointage de faisceau sur le plan  $\varphi=90^\circ$ . Néanmoins, comparé à l'antenne avec PRS homogène, le nouveau gradient de phase appliqué a réduit la directivité de l'antenne d'environ 4dBi et a augmenté son niveau des lobes secondaires.

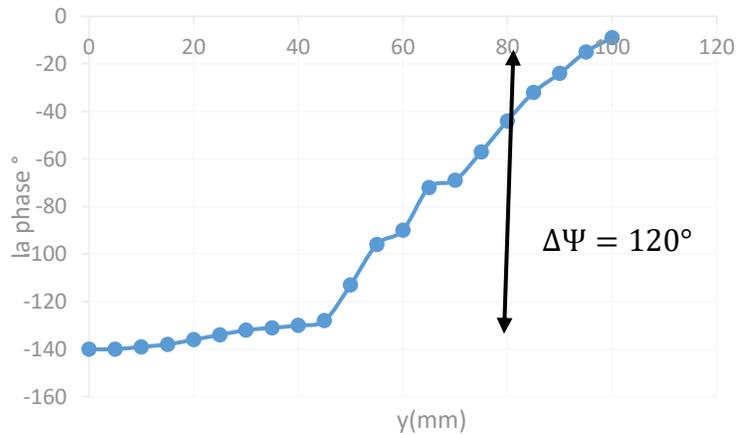
• **Configuration 2**

Pour cette deuxième configuration, la dimension  $g$  est changée graduellement et en continue dans le sens des  $y$  positif de  $g=0.2\text{mm}$  à  $g=0.6\text{mm}$ . Le PRS obtenu ainsi que la variation de la dimension  $g$  suivant l'axe des  $y$  sont représentés sur la figure III.31.



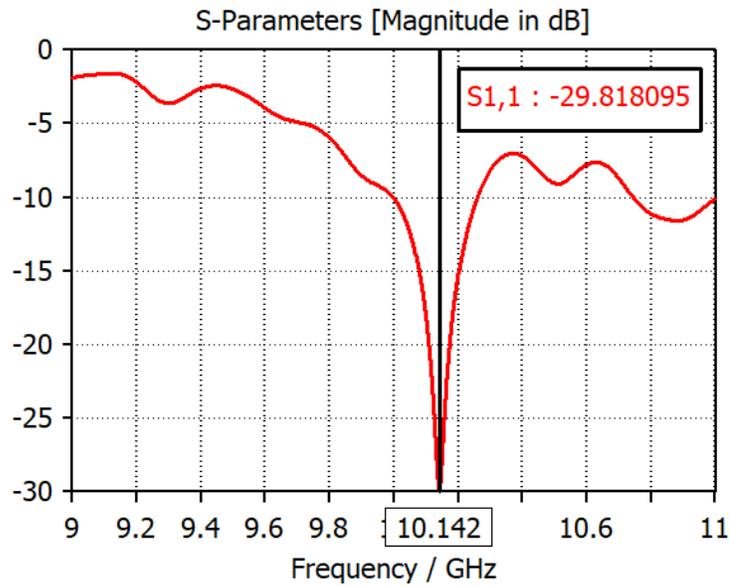
**Figure III. 31** PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2)

Le gradient de phase obtenu sur la surface du PRS de pour cette deuxième configuration est représenté sur la figure III.32

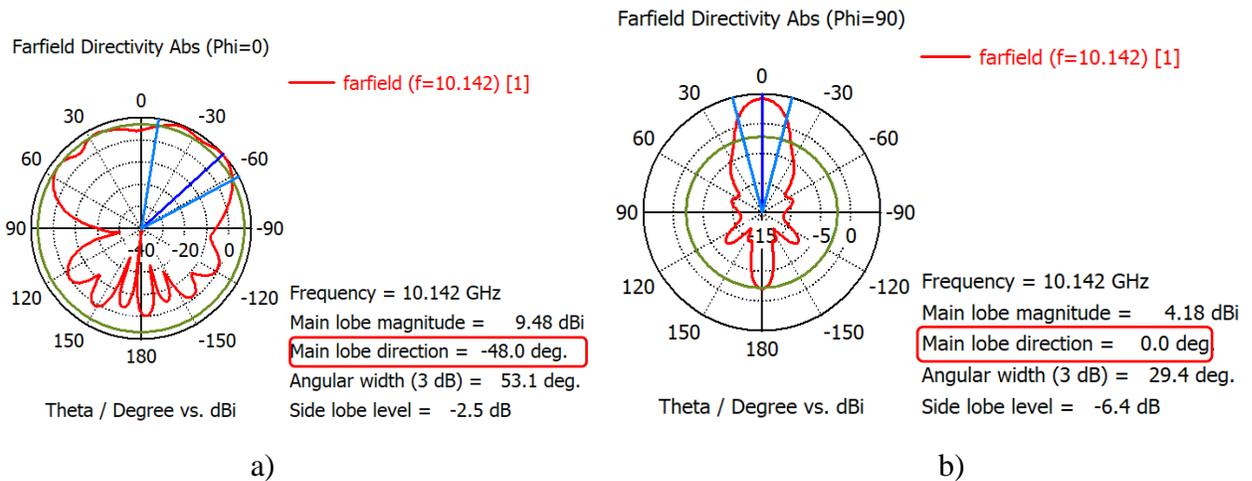


**Figure III. 32** Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille capacitive inhomogène (configuration 2)

Le niveau d'adaptation, le diagramme de rayonnement ainsi que le reste des performances de l'antenne avec cette deuxième configuration PRS sont représentés sur la figure III.33, la figure III.34 et tableau III.9 respectivement :



**Figure III. 33** Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 2)



**Figure III. 34** Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2) ; a) plan  $\phi=0^\circ$  ; b) plan  $\phi=90^\circ$

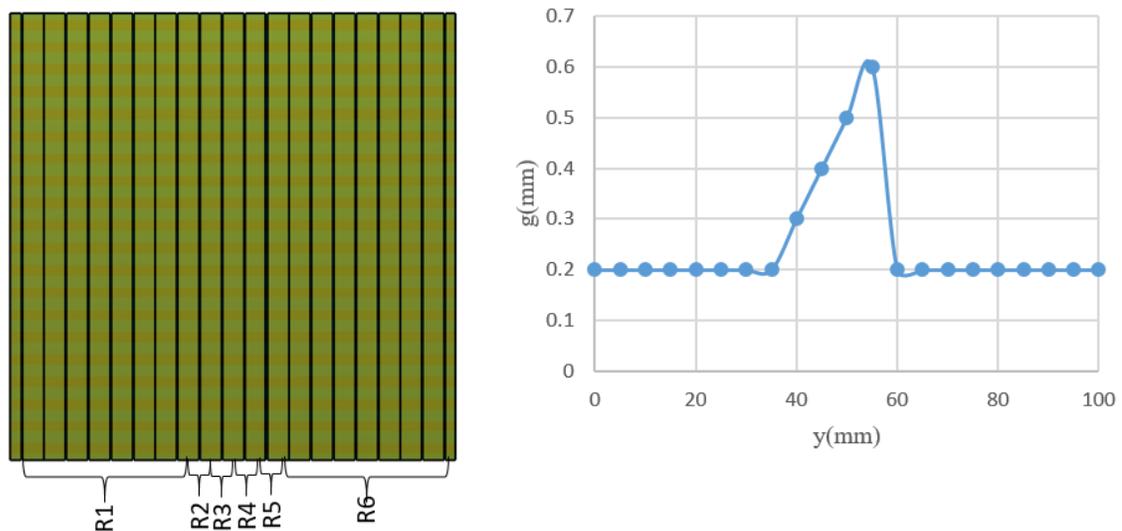
**Tableau III.9:** Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2)

	S <sub>11</sub> (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2)	-29.8	4.29	9.48	-2.5	48°	0°

les résultats de simulation que l'antenne résultant est adaptée à la fréquence de fonctionnement initiale de l'antenne soit  $f=10$  GHz mais elle possède une nouvelle fréquence de résonance  $f=10.142$ GHz. Par ailleurs, le diagramme de rayonnement obtenu montre que le gradient de phase appliqué suivant l'axe des y provoque et comme attendu un dépointage de faisceau de l'ordre de  $48^\circ$  dans le plan  $\varphi=0^\circ$  et aucun dépointage de faisceau sur le plan  $\varphi=90$ . Néanmoins, comparé à l'antenne avec PRS homogène, le nouveau gradient de phase appliqué a réduit la directivité de l'antenne d'environ 6dBi et a augmenté son niveau des lobes secondaires.

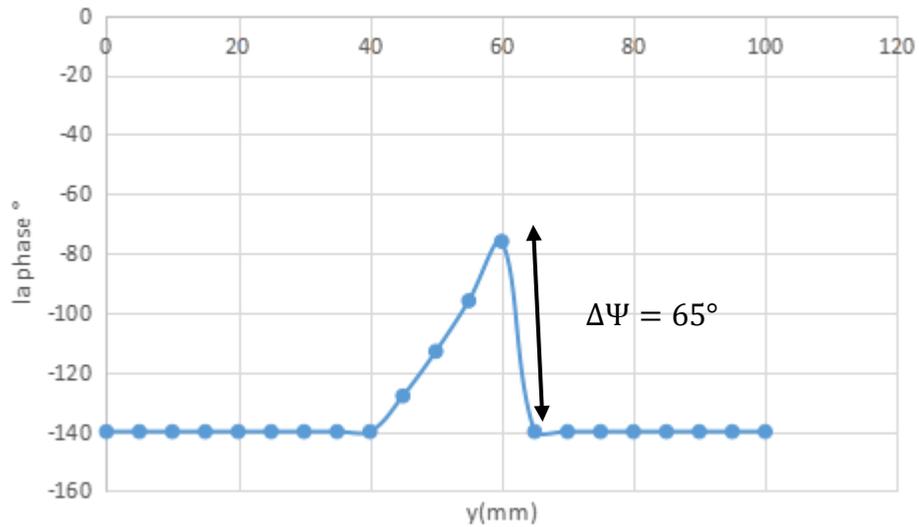
• **Configuration 3**

Pour cette deuxième configuration, la dimension g est changée graduellement et en continue dans le sens des y positif de  $g=0.2$ mm à  $g=0.7$ mm. Le PRS obtenu ainsi que la variation de la dimension w suivant l'axe des y sont représentés sur la figure III.35



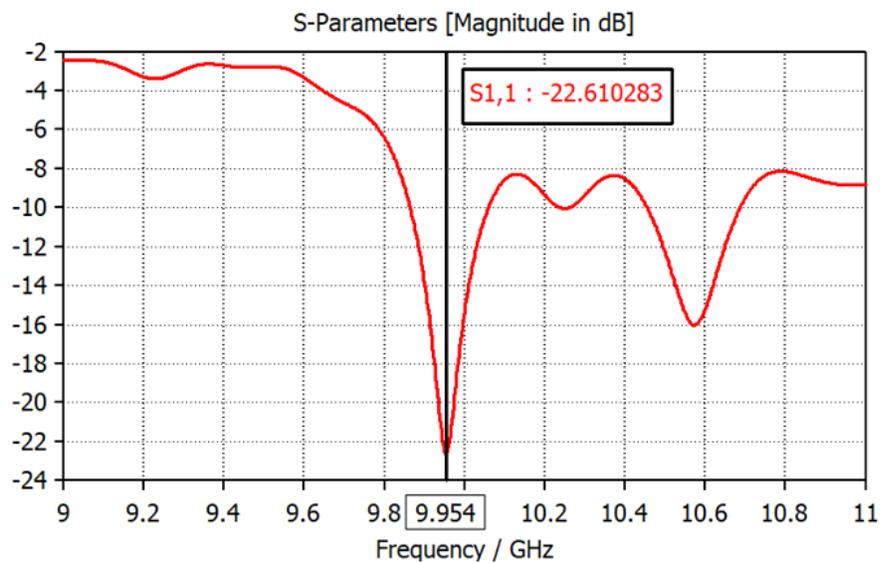
**Figure III. 35** PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 3)

Le gradient de phase obtenu sur la surface du PRS de pour cette deuxième configuration est représenté sur la figure III.36.

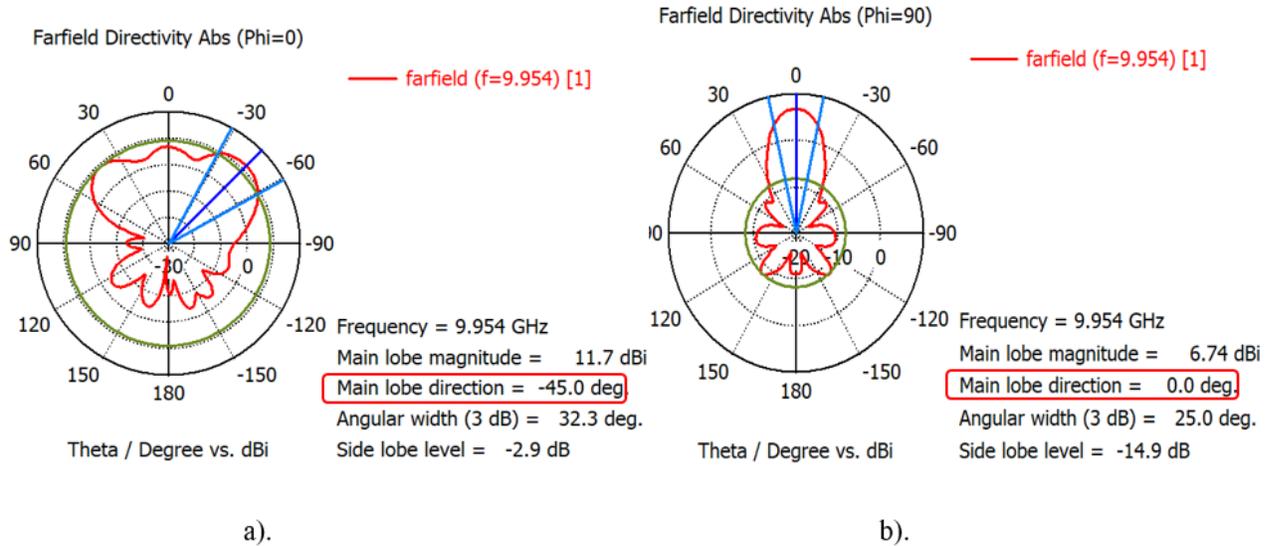


**Figure III. 36** Gradient de phase obtenu avec le PRS a grille capacitive inhomogène (configuration 2)

Le niveau d'adaptation, le diagramme de rayonnement ainsi que le reste des performances de l'antenne avec cette deuxième configuration PRS sont représentés sur la figure III.37, la figure III.38 et tableau III.10 respectivement :



**Figure III. 37** Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3)



**Figure III. 38** Diagramme de rayonnement de l’antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 3) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

**Tableau III .10** Résultats de simulation de l’antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2)

	S <sub>11</sub> (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 2)	-22.6	6.63	11.7	-2.9	45°	0°

Les résultats de simulation obtenus montrent que l’antenne résultante est adaptée à la fréquence de fonctionnement initiale de l’antenne soit  $f=10$  GHz mais elle possède une nouvelle fréquence de résonance  $f=9.954$ GHz. Par ailleurs, le diagramme de rayonnement obtenu montre que ce nouveau gradient de phase appliqué donne un dépointage de faisceau de l’ordre de  $45^\circ$  dans le plan  $\varphi=0^\circ$  et aucun dépointage de faisceau sur le plan  $\varphi=90^\circ$ . Néanmoins, comparé à l’antenne avec PRS homogène, le gradient de phase appliqué a réduit la directivité de l’antenne de 4dBi et a augmenté son niveau des lobes secondaires.

### Bilan des configurations de PRS a grille capacitive inhomogène proposées

Les résultats de simulations des différentes antennes étudiées sont regroupés dans le tableau ci-dessous :

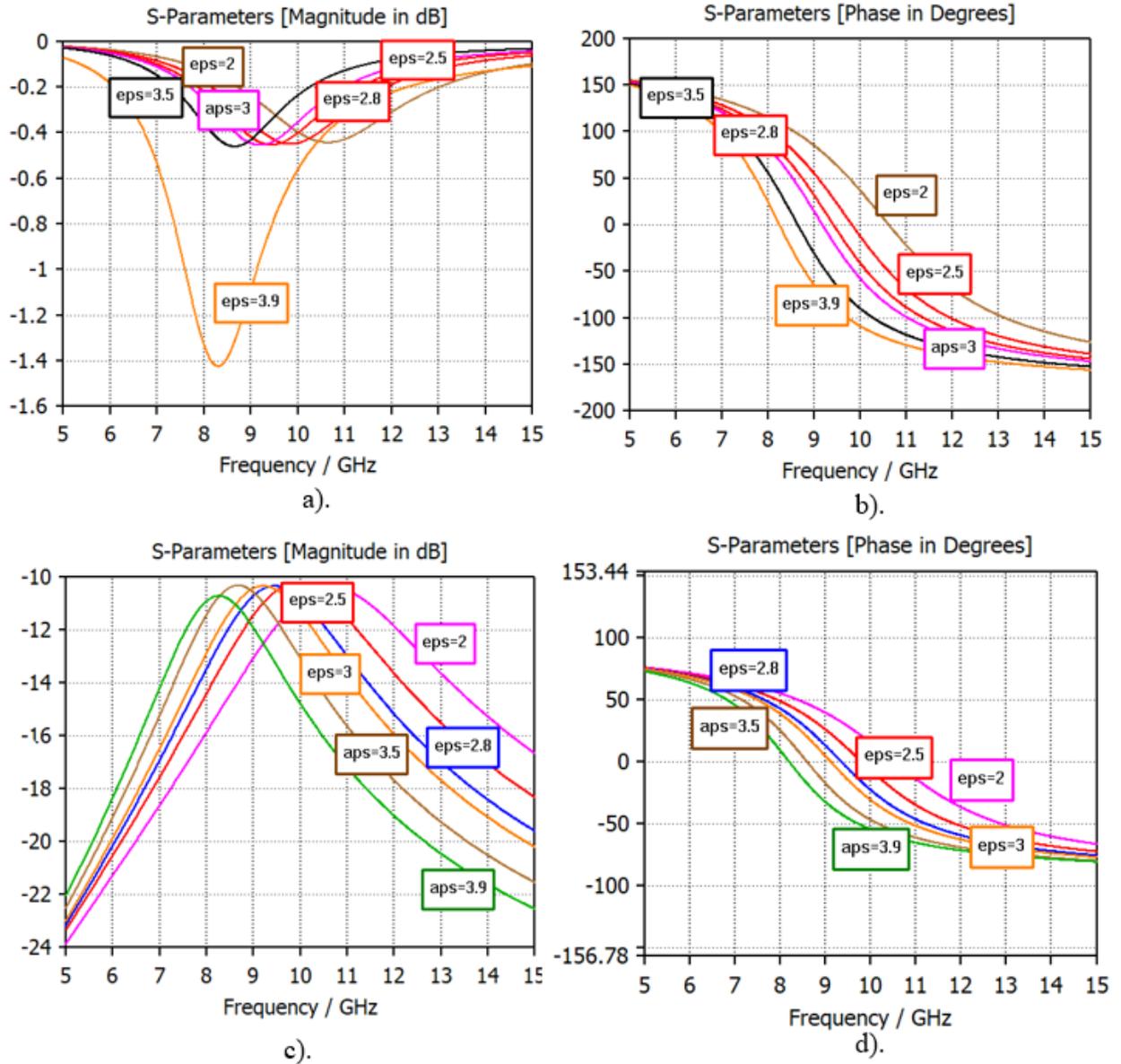
**Tableau III .11** Comparaison des performances de l'antenne a PRS homogène et l'antenne avec PRS a grille capacitive inhomogène

		$f$ résonance (GHz)	$S_{11}$ (dB)	Gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage (°)	
							$\varphi=0$ °	$\varphi=90$ °
PRS homogène		9.946	-28,1	10.2	15,7	-16,9	2°	0°
PRS avec grille capacitive inhomogène	(configuration 1)	9.958	-28.9	6.04	11.2	-2.8	40°	0°
	<b>(configuration 2)</b>	<b>10.142</b>	<b>-29.8</b>	<b>4.29</b>	<b>9.48</b>	<b>-2.5</b>	<b>48°</b>	<b>0°</b>
	(configuration 3)	9.954	-22.6	6.63	11.7	-2.9	45°	0°

On voit bien des résultats obtenus que toutes les antennes proposées fonctionnent autour de  $f=10\text{GHz}$ . Néanmoins, comme dans le cas de la grille inductive inhomogène, vouloir dépointer le faisceau de l'antenne fait réduire et significativement le gain et la directivité de l'antenne et augmente son niveau des lobes secondaires. Pour conclure, la meilleure configuration de PRS à choisir pour ici correspond à l'antenne avec PRS à grille inductive inhomogène (configuration 3). Cette antenne permet un dépointage allant jusqu'à 45° avec une directivité de 11.7dBi et un niveau de lobes secondaires de -2.9dB.

#### III.4.3 Substrat inhomogène

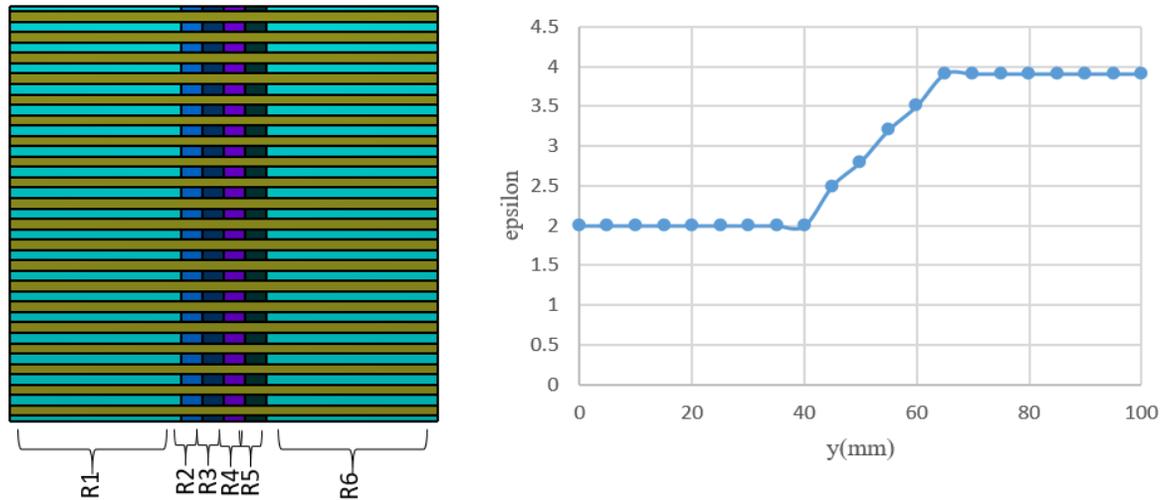
On part toujours sur PRS de l'antenne de référence. Pour cette dernière étude on va essayer de créer un gradient de phase sur la surface du PRS en changeant la permittivité du substrat seulement. La grille inductive et capacitive sont gardées homogènes. Les résultats de simulation de la cellule unitaire pour  $\epsilon_r$  variable sont représentés sur a figure III.39.



**Figure III. 39** Résultats de simulation de la cellule unitaire pour variation  $\epsilon_r$  avec  $w=2.5\text{mm}$  et  $g=0.4$  a). Module du coefficient de réflexion, b). Phase du coefficient de réflexion, c). Module du coefficient de transmission, d). Phase du coefficient de transmission

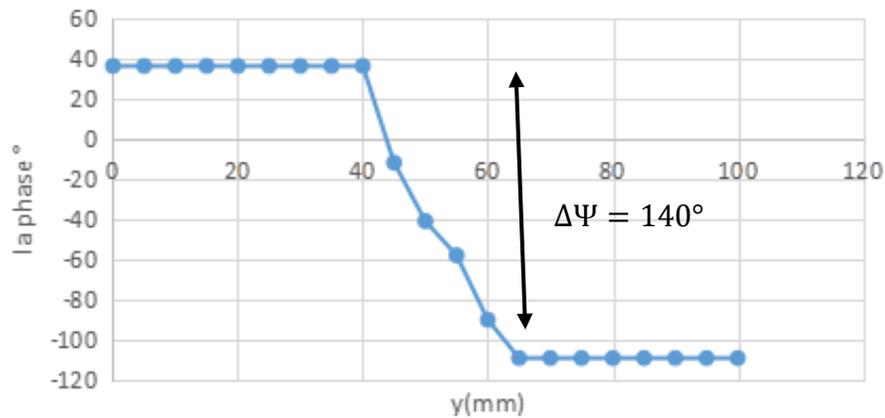
- **Configuration 1**

On divise la surface du PRS suivant l'axe des y en 6 régions différentes  $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5$  et  $R_6$  comme montré sur la figure III.40. La permittivité  $\epsilon_r$  choisie pour chaque ainsi que le PRS résultant sont représenté sur la même figure .



**Figure III. 40** PRS à substrat inhomogène (configuration 1)

Le gradient de phase obtenu sur la surface du PRS de pour cette première configuration est représentée sur la figure III.41.



**Figure III. 41** Gradient de phase obtenu avec le PRS a substrat inhomogène (configuration 1)

Le niveau d'adaptation, le diagramme de rayonnement ainsi que le reste des performances de l'antenne avec cette première configuration PRS sont représentés sur la figure III.42, la figure III.43 et tableau III.12 respectivement :

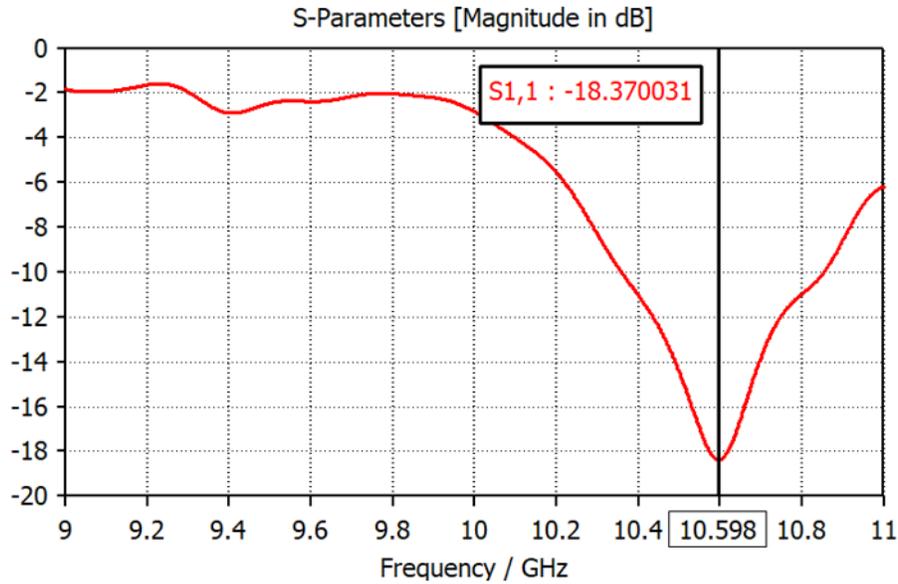


Figure III. 42 Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 1)

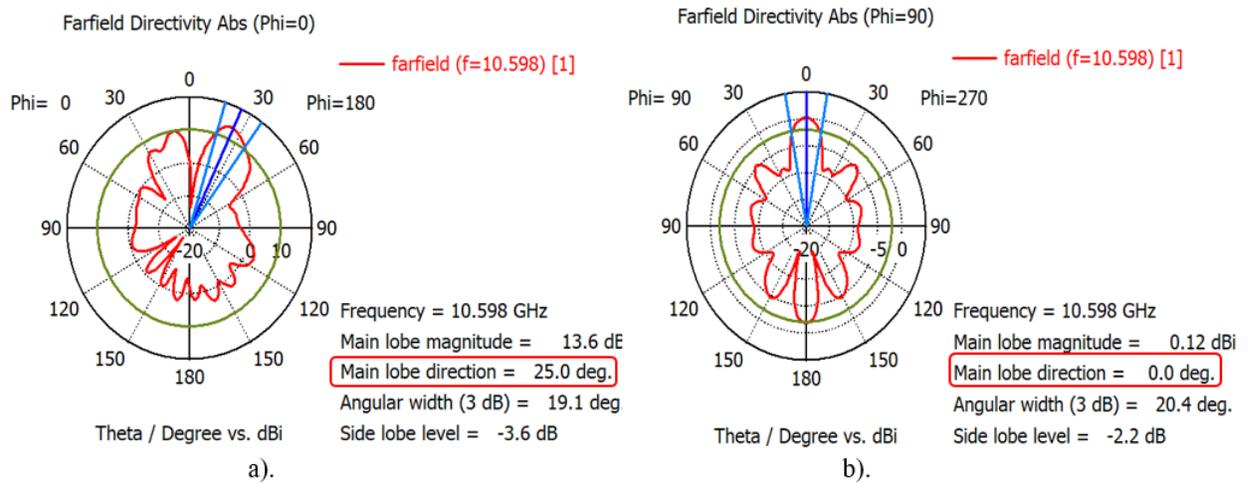


Figure III. 43 Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 1) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

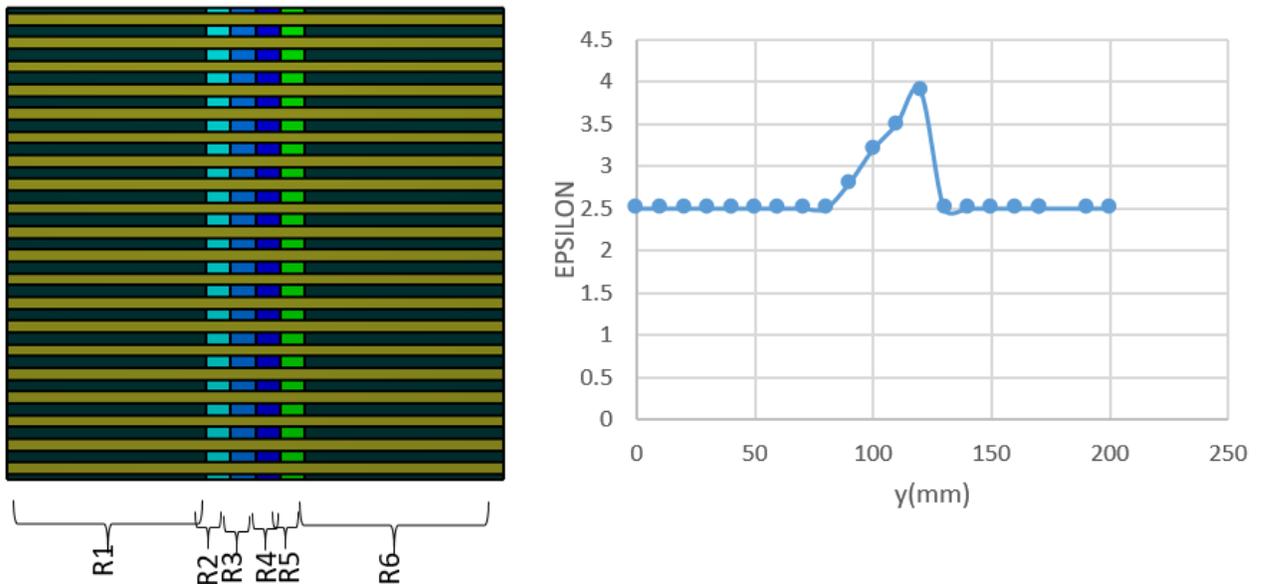
Tableau III-12 Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à grille capacitive inhomogène (configuration 1)

	S <sub>11</sub> (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 1)	-18.37	8.78	13.6	-3.6	25°	0°

Les résultats de simulation montrent que l'antenne résultante n'est plus adaptée à la fréquence de fonctionnement initiale de l'antenne soit  $f=10$  GHz mais elle possède une nouvelle fréquence de résonance  $f=10.598$ GHz. Par ailleurs, le diagramme de rayonnement obtenu montre que ce nouveau gradient de phase appliqué donne un dépointage de faisceau de l'ordre de  $25^\circ$  dans le plan  $\varphi=0^\circ$  et aucun dépointage de faisceau sur le plan  $\varphi=90^\circ$ . Néanmoins, comparé à l'antenne avec PRS homogène, le gradient de phase appliqué a réduit la directivité de l'antenne de 2dBi et a augmenté son niveau des lobes secondaires.

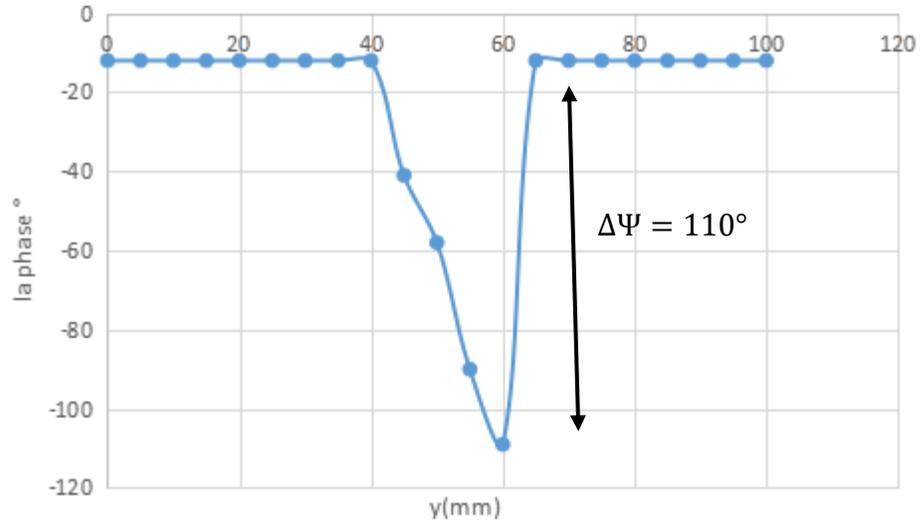
- **Configuration 2**

Pour cette deuxième configuration, la surface du PRS est divisée à nouveau en 6 régions. La permittivité est augmentée graduellement de 2.8 à 3.9 mm de la région R1 à R5 respectivement puis fixée à 2.8 à la région R6. . Le PRS obtenu ainsi que la variation de la permittivité suivant l'axe des y sont représentés sur la figure III.44



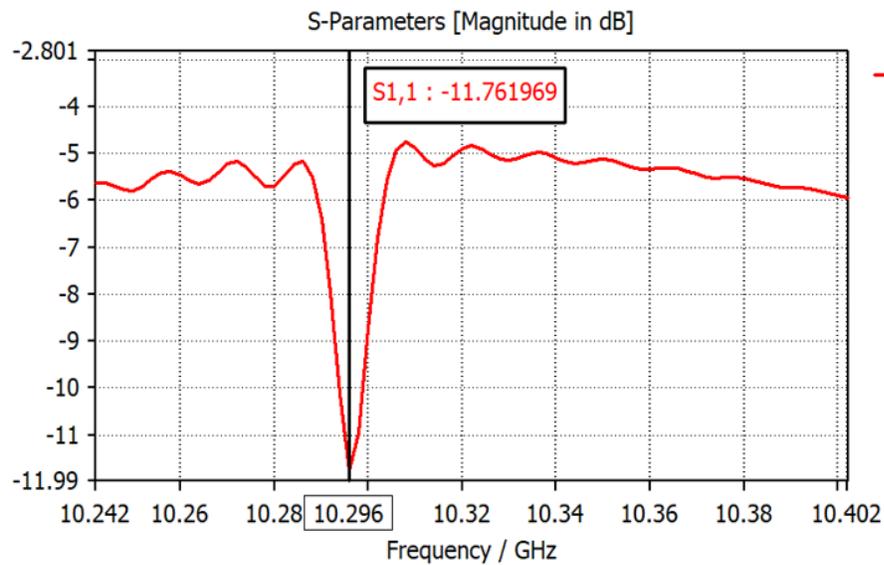
**Figure III. 44** PRS à substrat inhomogène (configuration 2)

Le gradient de phase obtenu sur la surface du PRS de pour cette deuxième configuration est représentée sur la figure III.45.

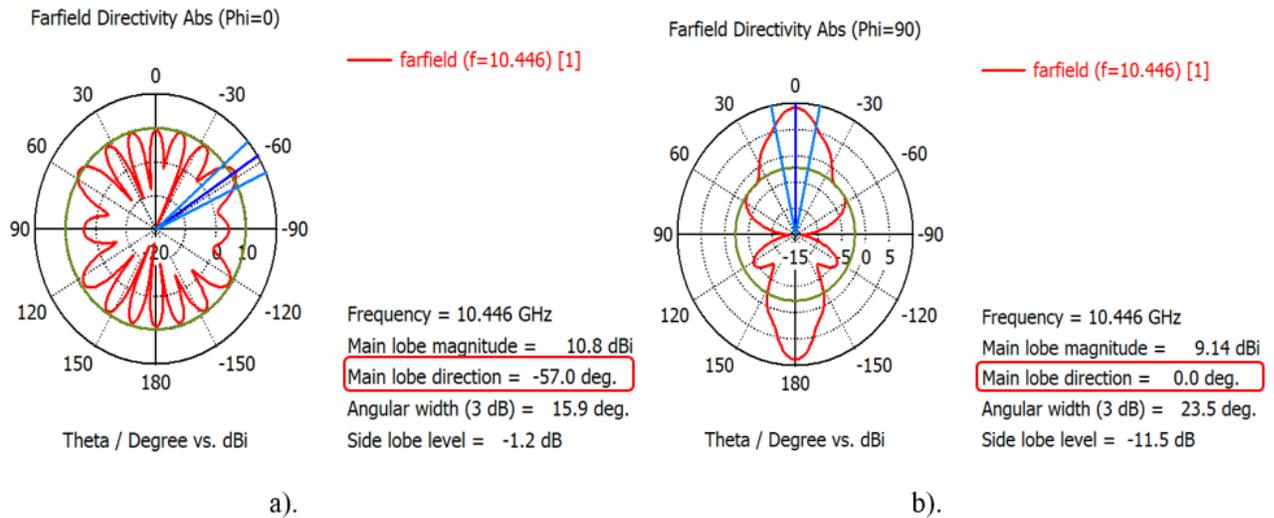


**Figure III. 45** Gradient de phase obtenu avec le PRS a substrat inhomogène (configuration 2)

Le niveau d'adaptation, le diagramme de rayonnement ainsi que le reste des performances de l'antenne avec cette première configuration PRS sont représentés sur la figure III.46, la figure III.47 et tableau III.13 respectivement :



**Figure III. 46** Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 2)



**Figure III. 47** Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 2) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

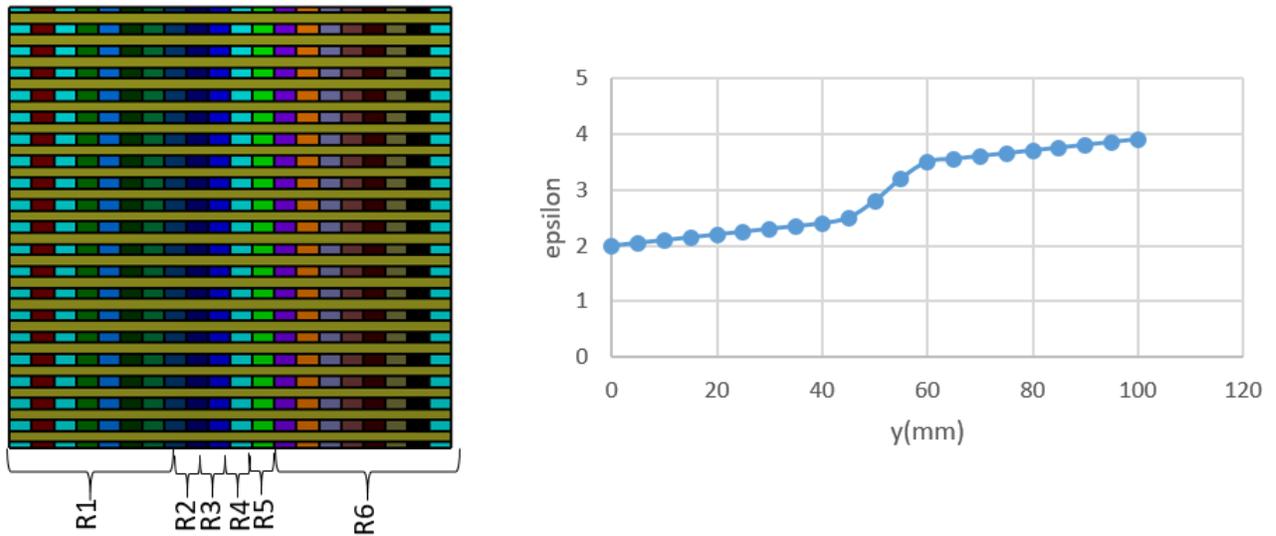
**Tableau III.13** Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 2)

	S <sub>11</sub> (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage (°)	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 2)	-11.76	8.46	10.8	-3.5	57°	0°

Les résultats de simulation obtenus montrent que l'antenne résultante n'est plus adaptée à la fréquence de fonctionnement initiale de l'antenne soit  $f=10$  GHz mais elle résonne a  $f=10.296$ GHz. Par ailleurs, le diagramme de rayonnement obtenu montre que ce nouveau gradient de phase appliqué donne un dépointage de faisceau de l'ordre de  $57^\circ$  mais réduit la directivité de l'antenne de 6dBi et augment son niveau des lobes secondaires.

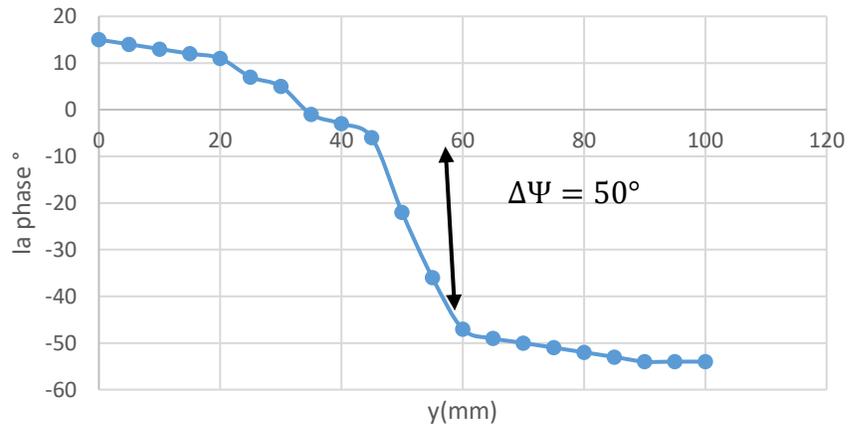
- **Configuration 3**

On divise la surface du PRS suivant l'axe des y en 6 régions différentes  $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5$  et  $R_6$  comme montré sur la figure III.48, L'epsilon attribué à chaque région ainsi que le PRS résultant sont représentés sur la même figure



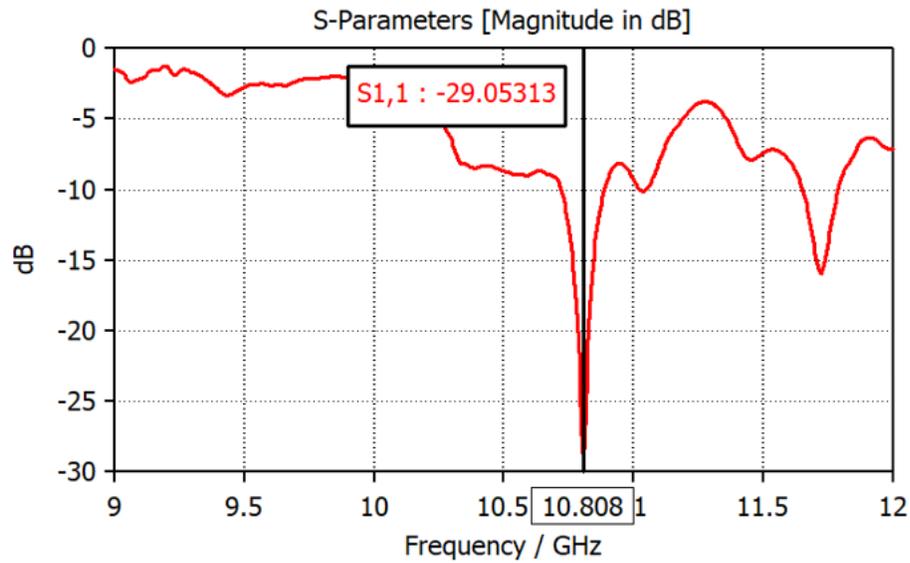
**Figure III. 48** PRS à substrat inhomogène (configuration 3)

Le gradient de phase obtenu sur la surface du PRS de pour cette troisième configuration est représentée sur la figure III.49.

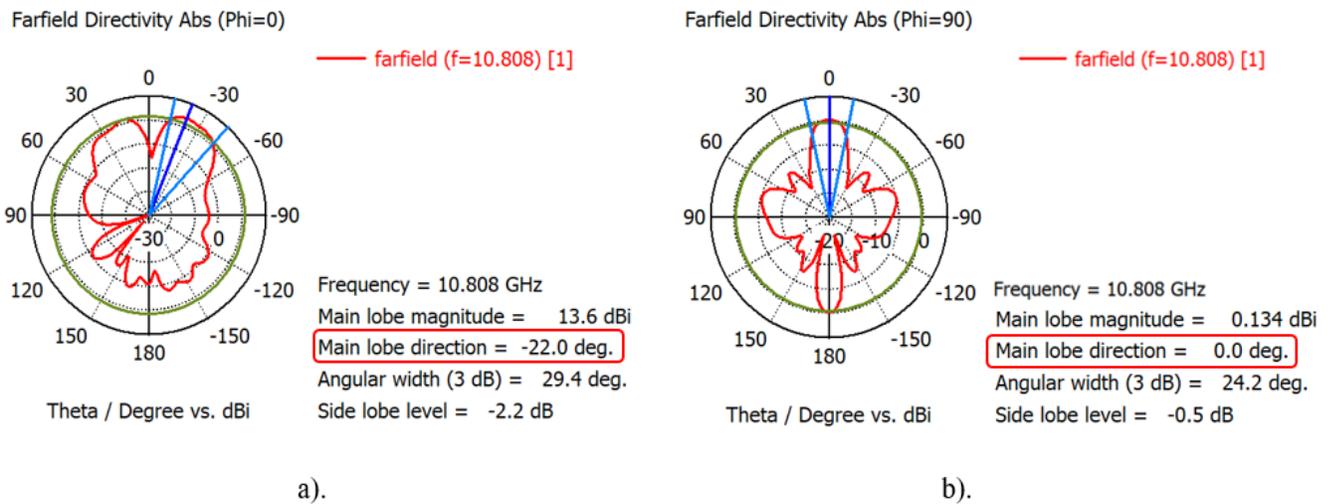


**Figure III. 49** Gradient de phase obtenu avec le PRS a substrat inhomogène (configuration 3)

Le niveau d'adaptation, le diagramme de rayonnement ainsi que le reste des performances de l'antenne avec cette première configuration PRS sont représentés sur la figure III.50, la figure III.51 et tableau III.14 respectivement :



**Figure III. 50** Niveau d'adaptation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 3)



**Figure III. 51** Diagramme de rayonnement de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 3) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

**Tableau III .14:** Résultats de simulation de l'antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 3)

	$S_{11}$ (dB)	gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage ( $^\circ$ )	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
Antenne avec PRS à substrat inhomogène (configuration 3)	-29.05	11.4	13.5	-2.2	$22^\circ$	$0^\circ$

Les résultats de simulation obtenus montrent que l'antenne résultante est adaptée à la fréquence de fonctionnement initiale de l'antenne soit  $f=10$  GHz mais elle possède une nouvelle fréquence de résonance  $f=10.808$ GHz. Par ailleurs, le diagramme de rayonnement obtenu montre que ce nouveau gradient de phase appliqué donne un dépointage de faisceau de l'ordre de  $22^\circ$  dans le plan  $\varphi=0^\circ$  et aucun dépointage de faisceau sur le plan  $\varphi=90^\circ$ . Néanmoins, comparé à l'antenne avec PRS homogène, le gradient de phase appliqué a réduit la directivité de l'antenne de 2dBi et a augmenté son niveau des lobes secondaires.

### Bilan des configurations de PRS a permittivité inhomogène proposées

Les résultats de simulations des différentes antennes étudiées sont regroupés dans le tableau ci-dessous :

**Tableau III.15:** Comparaison des performances de l'antenne a PRS homogène et l'antenne avec PRS a substrat inhomogène

		$f_{\text{résonance}}$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	Gain (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage ( $^\circ$ )	
							$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
PRS homogène		9.946	-28,1	10.2	15,7	-16,9	$2^\circ$	$0^\circ$
PRS avec substrat inhomogène	(config 1)	10.598	-18.37	8.78	13.6	-3.6	$25^\circ$	$0^\circ$
	<b>(config 2)</b>	<b>10.296</b>	<b>-11.76</b>	<b>8.46</b>	<b>10.8</b>	<b>-3.5</b>	<b><math>57^\circ</math></b>	<b><math>0^\circ</math></b>
	(config 3)	10.808	-29.05	11.4	13.5	-2.2	$22^\circ$	$0^\circ$

On voit bien des résultats obtenus que toutes les antennes proposées fonctionnent autour de  $f=10$ GHz. Néanmoins, comme dans le cas de la grille inductive ou capacitive inhomogène, vouloir dépointer le faisceau de l'antenne ne nécessite pas d'appliquer un gradient de phase tout au long de la surface du PRS mais plutôt que dans le centre du PRS. Par ailleurs, le gradient de phase appliqué fait aussi réduire et significativement le gain et la directivité de l'antenne et augmente son niveau des lobes secondaires. Pour conclure, la meilleure configuration de PRS à choisir ici dépend de l'application visée.

### III.5 Antenne a dépointage de faisceau proposée

On propose maintenant d'assembler les gradients de phase obtenus précédemment pour avoir une antenne avec un plus grand angle de dépointage.

#### III.5.1. PRS à grille inductive et grille capacitive inhomogènes

On va ici assembler le gradient de phase obtenu avec la grille inductive de la configuration 1 et celui obtenu avec la grille capacitive de la configuration 2. Le substrat du PRS est gardé homogène. Les résultats de simulation de l'antenne avec ce nouveau PRS sont donnés par les figures III.52, III.53 et le tableau III.16 :

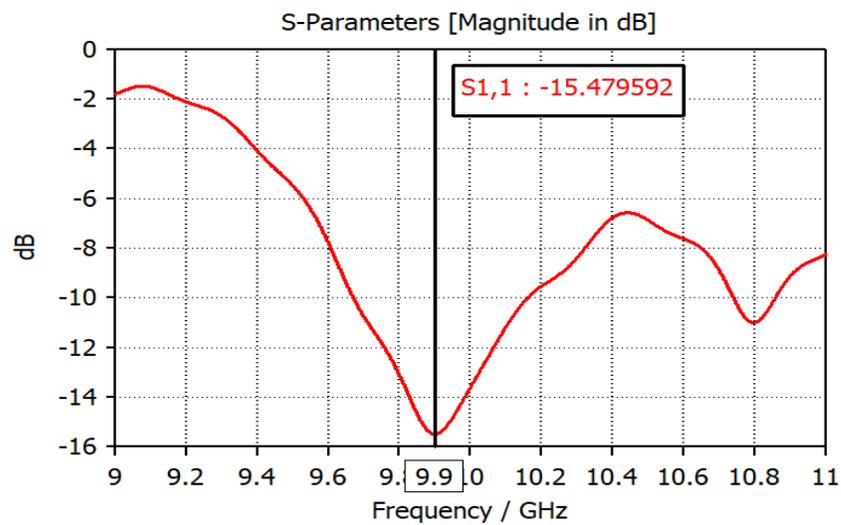


Figure III. 52 adaptation de l'antenne proposée (1)

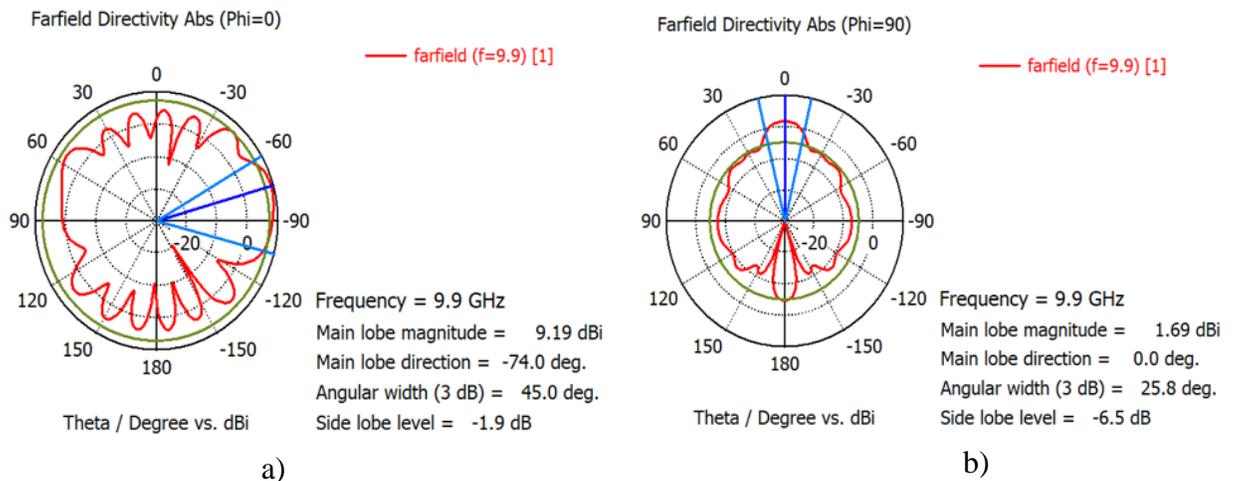


Figure III. 53 Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée (1) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

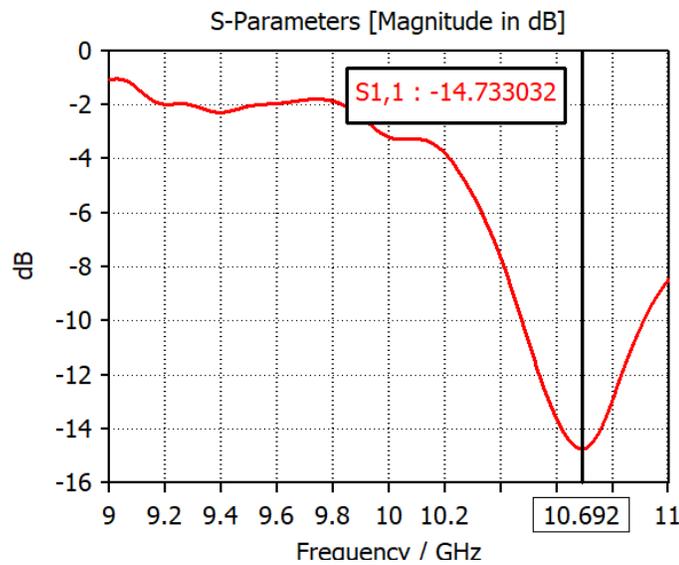
**Tableau III.16:** Résultat de simulation de l'antenne proposée (1)

	$f_r$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage (°)	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
PRS homogène	9.9	-28,1	15,7	-16,9	2°	0°
Antenne proposé 1	9.9	-15.4	10.1	-1.9	74°	0°

Les résultats de simulation obtenus montrent que l'accumulation des gradients de phase de la grille inductive et celle capacitive a conduit a un dépointage de faisceau de l'ordre de 74°. Néanmoins, l'antenne proposée présente un niveau de lobes secondaires important ce qui peut être une contrainte pour certaines applications.

### III.5.2 PRS à grille inductive et substrat inhomogènes

On va ici assembler le gradient de phase obtenu avec la grille inductive de la configuration 1 et celui obtenu avec le substrat inhomogène de la configuration 2. La grille capacitive est gardé homogène. Les résultats de simulation de l'antenne avec ce nouveau PRS sont donnés par les figures III.54, III.55 et le tableau III.17 :



**Figure III. 54** Niveau d'adaptation de l'antenne proposée (2)

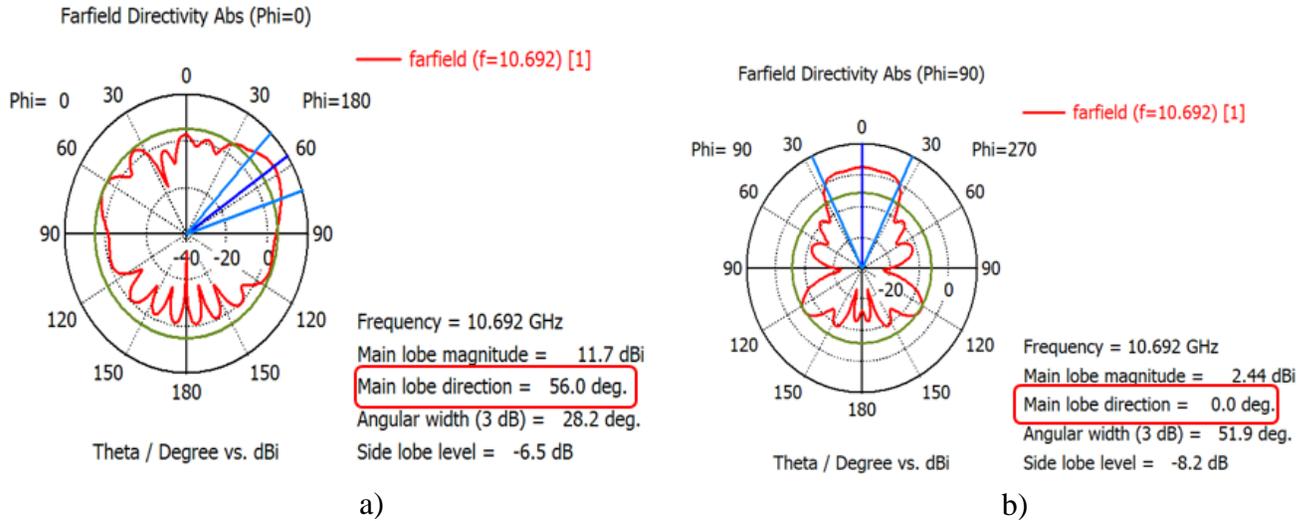


Figure III. 55 Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée (2) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

Tableau 17 resultat de simulation de l'antenne proposée (2)

	$f_{\text{résonance}}$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage ( $^\circ$ )	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
PRS homogène	9.946	-28,1	15,7	-16,9	$2^\circ$	$0^\circ$
Antenne proposé (2)	10.692	-14.73	11.7	-6.5	$56^\circ$	$0^\circ$

Les résultats de simulation obtenus montrent que l'accumulation des gradients de phase de la grille inductive et celui du substrat inhomogène a conduit à un dépointage de faisceau de l'ordre de  $56^\circ$ . Cette nouvelle antenne proposée propose un angle de dépointage plus faible que l'antenne (1) proposée mais son niveau de lobes secondaires est plus faible.

### III.5.3 PRS à grille capacitive et substrat inhomogènes

On va ici assembler le gradient de phase obtenu avec la grille capacitive de la configuration 2 et celui obtenu avec le substrat inhomogène de la configuration 2. La grille inductive est gardée homogène. Les résultats de simulation de l'antenne avec ce nouveau PRS sont donnés par les figures III.56, III.57 et le tableau III.18 :

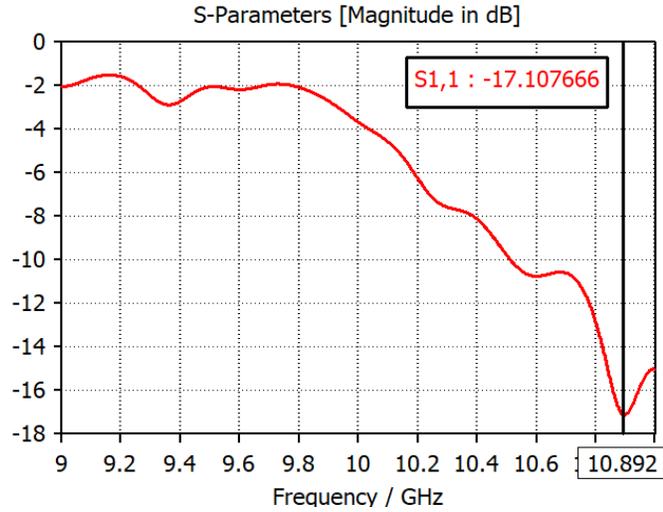


Figure III. 56 Niveau d'adaptation de l'antenne proposée (3)

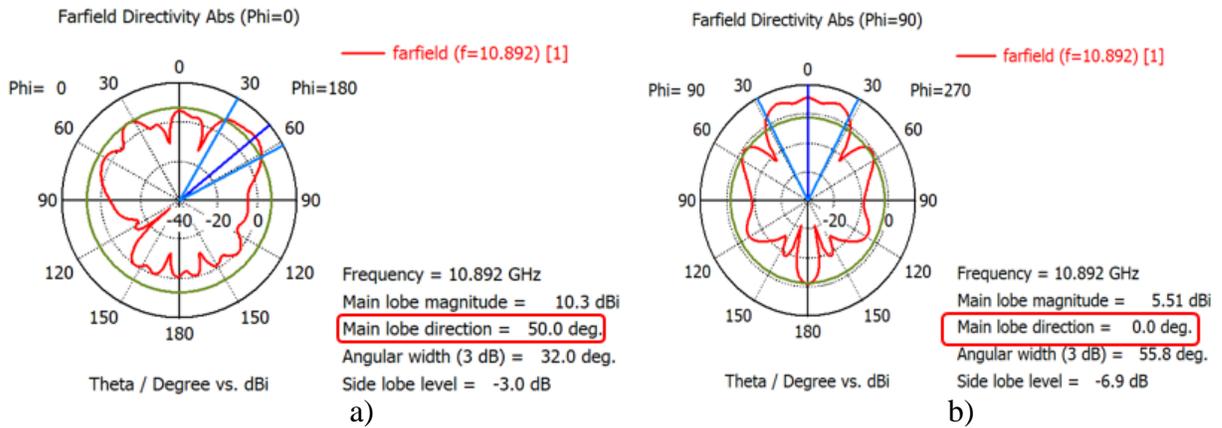


Figure III. 57 Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée (3) ; a) plan  $\varphi=0^\circ$  ; b) plan  $\varphi=90^\circ$

Tableau III.18 resultat de simulation de l'antenne proposée (3)

	$f$ résonance (GHz)	S <sub>11</sub> (dB)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage (°)	
					$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$
PRS homogène	9.9	-28,1	15,7	-16,9	2°	0°
Antenne proposée (3)	10.8	-17.1	10.3	-3	50°	0°

Comparée aux deux antennes précédemment proposées, l'antenne proposée ici présente un angle de dépointage plus faible que celui des deux antennes proposées précédemment et un niveau de lobes secondaires important comparé à celui obtenu avec l'antenne proposée (2).

### III.6 Bilan de comparaison

Le tableau III.19 permet de comparer les résultats de simulation des antennes proposées avec ceux de la littérature. L'antenne proposée dans [36] utilise le même type de métasurfaces pour dépointer le faisceau.

**Tableau III. 19.** Bilan de comparaison avec l'antenne de littérature [36]

		$f_r$ (GHz)	Directivité (dBi)	SLL (dB)	Dépointage (°)	Dimensions $\lambda^3$
Grille inductive et capacitive inhomogènes (substrat homogène)	<b>Antenne proposée (1)</b>	<b>10.1</b>	<b>10.1</b>	<b>-1.9</b>	<b>74°</b>	<b>3.3x3.3x5.2</b>
	[36] pour $\epsilon_r=2.8$	5.4	/	-3.2	70°	3.7x3.7x20
Substrat inhomogène (grille capacitive et inductive homogènes)	<b>Antenne config (2)</b>	<b>10.2</b>	<b>10.8</b>	<b>-3.5</b>	<b>57°</b>	<b>3.3x3.3x5.2</b>
	[36] pour $\epsilon_r=4.4$	5.4	/	-4.5	40°	3.7x3.7x20

Si on compare nos résultats a ceux de la littérature, on peut conclure que :

*Pour le cas de l'antenne avec grille inductive et capacitive inhomogène (substrat homogène) :* notre antenne proposée conduit à un dépointage de faisceau de l'ordre de 74°. L'angle de dépointage obtenu dépasse de 4° celui obtenu dans [36]. Aussi, l'antenne proposée est plus petite que celle de la littérature [36]. Néanmoins, elle présente un niveau de lobes secondaires légèrement supérieur à celui de l'antenne de littérature [36].

*Pour le cas de l'antenne avec substrat inhomogène (grille inductive et capacitive homogène) :* l'antenne proposée (config 2) conduit à un dépointage de faisceau de l'ordre de  $57^\circ$ . L'angle de dépointage obtenu dépasse de  $17^\circ$  celui obtenu dans [36] malgré l'utilisation d'un substrat de plus faible permittivité dans notre cas.

Aussi, il est important de signaler que la fréquence de résonance de nos antennes proposées n'a pas été trop perturbée par la présence du PRS à gradient de phase contrairement au cas de l'antenne de littérature. Ce décalage de fréquence peut être ajusté en ajustant légèrement les dimensions de l'antenne patch source.

### **III.7 Conclusion**

Dans ce chapitre un ensemble d'antennes à dépointage de faisceau sont proposées. Le dépointage a été réalisé en appliquant un gradient de phase sur la surface d'un PRS à métasurfaces. Les résultats de simulations obtenus ont montré qu'il est possible d'atteindre un dépointage de faisceau allant jusqu'à  $74^\circ$  en cumulant le gradient de phase sur la surface du même PRS. En revanche une réduction du niveau de directivité et l'augmentation du niveau des lobes secondaires a été constaté. Aussi, on a vu dans ce chapitre que pour dépointer le faisceau, il n'est pas nécessaire d'appliquer un gradient de phase tout au long de la surface du PRS mais plutôt que sur les cellules centrales. Par ailleurs si l'application nécessite un niveau de lobes secondaires réduit, appliquer le gradient de phase sur toute la surface du PRS devient indispensable.

## **Conclusion générale**

Les antennes à dépointage jouent un rôle essentiel dans divers domaines des télécommunications en répondant à la demande croissante des utilisateurs et en garantissant des communications sans fil plus fiables et plus efficaces. Pouvoir dépointer le faisceau d'une antenne présente est primordiale pour de nombreuses applications. Ainsi, il serait possible de modifier l'angle de rayonnement de l'antenne pour orienter son faisceau dans une direction spécifique. Cette flexibilité offre de nombreux avantages, tels que l'optimisation de la couverture du signal, la réduction des interférences et l'amélioration des performances globales du système.

A ce jour, le dépointage de faisceau se fait, soit mécaniquement en tournant la position de l'antenne ou électroniquement à travers la manipulation de la phase des éléments constituant le réseau d'antennes à balayage de faisceau [33]. Néanmoins, avec ces techniques, des problèmes d'usure, de complexité de circuit d'alimentation et encombrement important peuvent être rencontrés. C'est pourquoi dans ce mémoire une nouvelle technique de dépointage de faisceau est abordée. Cette technique repose sur l'utilisation des propriétés de métasurfaces pour contrôler la phase du champ à la sortie de l'antenne et provoquer ainsi un dépointage de faisceau. Le premier chapitre a permis de donner un aperçu général sur les antennes. Les caractéristiques d'antennes, les différentes familles d'antennes ainsi que les différentes techniques utilisées à ce jour pour améliorer les performances en rayonnement des antennes patch ont été abordées. Le deuxième chapitre a été dédié principalement aux matériaux artificiels utilisés pour améliorer les performances en rayonnement des antennes. Les différentes familles de ces matériaux à savoir les Meta matériaux, les métasurfaces et les cristaux photoniques ont été étudiés. Enfin le troisième chapitre a été consacré à l'étude et à la conception d'une antenne directive à dépointage de faisceau. Le dépointage de faisceau d'une antenne patch source fonctionnant autour de  $f=10$  GHz a été obtenu grâce à l'utilisation de divers PRS aperiodiques utilisant des métasurfaces à correction de phase. Ainsi une antenne directive à dépointage de faisceau allant jusqu'à  $74^\circ$  de l'axe  $\theta=0^\circ$  a été obtenue grâce à l'assemblage de plusieurs gradients de phase sur la surface du même PRS. Cependant ; l'antenne résultante possède un niveau de lobes secondaire assez élevé de l'ordre  $-1.9$  dBi chose qui peut être une contrainte pour beaucoup d'applications. D'où la nécessité d'améliorer notre travail ce qui ferait l'objet d'un travail en perspective.

# Bibliographie

- [1] D. M. Pozar, 'Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna Arrays'.
- [2] C. A. Balanis, 'Modern Antenna Handbook,' John Wiley & Sons,. (Chapter 2 provides an overview of antenna types and their characteristics), 2008.
- [3] Collin, R. E., 'Antennas and Radiowave Propagation', McGraw-Hill Education. (Chapter 9).
- [4] N. AOUNALLAH, Master 1 de Systèmes de Télécommunications, (2017 - 2018).
- [5] V. Gilg and C. L. Holloway, 'A Comparative Study of Reflection Coefficient Measurements and Their Use in Impedance Matching', IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 67, N°1, pp. 83-94, Jan. 2018.
- [6] Stutzman, W. L., & Thiele, G. A. 'Antenna Theory and Design'. Wiley, (Chapter 5 et 7), 2021.
- [7] Alexandre Boyer, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, Support de cours, Octobre 2011.
- [8] Sze, J. Y., & Lee, Y. J., 'Microstrip Antennas with Dual-Polarization and Wideband Characteristics for 5G Mobile Communication Systems', International Journal of Antennas and Propagation, 2015, 1-10, 2015.
- [9] Chen, X., et al, 'Recent Advances in Broadband and Multiband Antennas for Wireless Applications', IEEE Access, (7, 96737-96760), 2019.
- [10] Jean-Pierre, 'Généralités sur les antennes', BLOT.
- [11] Pozar, D.M., 'Microstrip Antennas', IEEE. Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 80, N°1, pp. 79-91, January 1992.
- [12] David R. Jackson, 'Introduction to microstrip antennas', Dept of ECE University of Houston.
- [13] P. Bhartia, I. Bahl, R. Garg et A. Ittipiboon, 'Microstrip Antenna Design Handbook'.
- [14] David M. Pozar, 'Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide'.
- [15] Balanis, C. A., 'Antenna Theory: Analysis and Design', Wiley.
- [16] A. E. Saba et al., 'Broadband Microstrip Patch Antenna with Thick Dielectric Substrate for WLAN Applications,' IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 68-71, 2011.
- [17] Yang, J., Zhang, H., Li, J., & Ying, Z., 'Wideband Array Antenna Design Using Planar Structures'. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, (12, 1441-1444) , 2013.

- [18] Zhang, Z., Gong, S., & Li, L. W., ‘Compact High-Gain Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Slot Antenna Array’. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, (62(7), 3766-3774), 2014.
- [19] Lozano-Guerrero, A., Garcia-Vigueras, M., Segovia-Vargas, D., & Rodriguez-Piñeiro, J. D., ‘Planar Antennas for Wireless Communications’. Springer, 2018.
- [20] Chen, H., & Tian, X., ‘Metamaterials for Antenna Applications’, CRC Press, 2019
- [21] Muhammad U.Afzal, Karu P.Esselle and Bassit A.Zeb, "Dielectric Phase- Correcting Structures for Electromagnetic Band Gap Resonator Antennas", *IEEE transaction on antennas and propagation*, vol.63, no.8, pp. 3390-3399, Jun 2015.
- [22] Pendry, J. B., Schurig, D., & Smith, D. R.. Controlling electromagnetic fields. *Science*, 312(5781), 1780-1782. 2006.
- [22] LaljH.Griguer H. Drissi M. “Filtre microondes Reject-band à base des Métamateriaux” Congrès Méditerranéen des Télécoms (CMT2010), Casablanca (Maroc), 4p, mars 2010.
- [23] Lalj H.Griguer H. Drissi M. “Compact BandstopFilterbased on Complementary Metamaterial Resonators” Colloque International Telecom’2011 & 7èmes JFMMA, Tanger (Maroc), 16-18 Mars, 2011.
- [24] Griguer H. Marzolf E. Lalj H.Riouch F. Drissi M. « Investigation and Design of 3D Metamaterial for the Enhancement of Patch Antenna Radiation” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI National Radio Science Meeting*, ISBN: 978-1-4244-3647-7, Charleston (USA), 4p, 1-5 juin 2009.
- [25] L.W. Li, Y.N. Li, T.S. Yeo, J.R. Mosig and O.J.F. Martin, “A broadband and high-gain Metamaterial microstrip antenna”, *Applied Physics Letters*, 96 , 164101, 2010.
- [26] H. XIONG, J. S. HONG, and Y.H. PENG, “Impedance bandwidth and gain improvement for microstrip antenna using metamaterials”, *Radio Eng*, 21, 993-998, 2012.
- [27] Fedral Communication Commission, “First order and report: Revision of part 15 of the Commision's rules regarding UWB transmission systems”, April 22, 2002.
- [28] T. Bougoutaia, D. Khedrouche and A. Hocini “Bandwidth Improvement for Compact Microstrip Patch Antenna Using Metamaterials”, *ActaPhysicaPolonica A*, 129, 538- 540, 2016.
- [29] X. Begaud “Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d’antennes réseaux compactes et d’antennes réseaux à très large bande passante”, *ActaPhysicaPolonica A*, 129, 538-540, 2016.

- [30] S. Asmaa, "Propriétés optique des cristaux photoniques unidimensionnels périodiques," mémoire master, sep. 2016.
- [31] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*. Cambridge University Press, 2008.
- [32] L. Brillouin, *Wave propagation in periodic structures*. Dover Publications Inc., 2nd ed., 2003
- [33] Lippens, D. *Electromagnétisme des matériaux gauchers*, 2005.
- [34] Sameer Kumar Sharma, "Design and Analysis of Compact Metamaterial Antennas for Wireless", avril 2015.
- [35] C. Caloz and T. Itoh. „Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications”. John Wiley and Sons, 2006.
- [36] B.Ratni ,Etude et conseptiond’antennes à base de métasurfaces destinées aux applications spatiales et aéronautiques, Université Paris-sud, 2017.