

الج م م ه ور ية الج زائ ر ية ال ديم ق راط ية
الش عب ية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزار ة الـ عـ لـ يـ مـ العـ لـ يـ والـ بـ لـ يـ حـ ثـ
الـ عـ لـ مـ مـ يـ

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جـامـعـةـ سـعـيـدةـ - دـ.ـ الطـاهـرـ مـولـايـ -

Université Saïda – Dr. Tahar Moulay –
Faculté de Technologie



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **Diplôme de MASTER** en Télécommunications

Spécialité : Réseaux Télécom.....

Par :

Mlle. Mehnani Fatiha

Conception d'un réseau d'antennes microstrip et simulation par AWR

Soutenu, le 22 /06/ 2024, devant le jury composé de :

M. Bouhafs Bouras

MCE

Président

M. Bouhmidi

MCE

Rapporteur

M. Chetioui Mhamed

MCE

Examinateur

Remerciements

Je remercie tout d'abord ALLAH le Tout-Puissant de m'avoir donné la patience et le courage nécessaires pour mener ce parcours à son terme.

Je tiens, en premier lieu, à exprimer ma profonde gratitude à mon encadrant, le Professeur Bouhafs Bouras, pour son rôle déterminant tout au long de la réalisation de ce travail.

Votre expertise, vos conseils avisés et votre patience ont été une source d'inspiration et d'encouragement. Je vous en suis infiniment reconnaissant(e).

J'adresse également mes sincères remerciements aux membres du jury, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant d'examiner ce travail. J'apprécie grandement leur temps et leurs précieux commentaires qui enrichiront ma recherche.

Mes remerciements vont également à tous mes enseignants qui m'ont accompagné(e) tout au long de mon cursus universitaire. Leur dévouement et leur passion pour l'enseignement ont été essentiels à ma formation et à mon développement intellectuel.

Un grand merci à mes parents, dont le soutien moral et financier a été inestimable. À mes frères et sœurs, pour leur soutien constant et leur encouragement indéfectible tout au long de ce parcours. Je suis profondément reconnaissant(e) à ma chère famille pour leur amour et leur soutien sans faille.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à mes chers parents, qui m'ont soutenu(e) et encouragé(e) durant toutes ces années d'études. Qu'ils trouvent ici le témoignage de ma profonde reconnaissance et de mon amour indéfectible.

À mes frères, et particulièrement à mon grand frère Abdelmoumen, qui m'a soutenu(e) tout au long de mon parcours universitaire. À mes sœurs, à mes grands-parents, et à tous ceux qui ont partagé avec moi chaque moment d'émotion lors de la réalisation de ce travail. Ils m'ont chaleureusement soutenu(e) et encouragé(e) tout au long de mon parcours.

À ma famille, à mes proches, et à tous ceux qui m'apportent de l'amour et de la vivacité.

À tous mes amis qui m'ont toujours encouragé(e) et motivé(e) à persévirer.

À tous ceux que j'aime, merci beaucoup.

Table de matiere :

Introduction generale.....	11
Chapitre 1 : Caractéristiques des antennes	
<i>I.1: Introduction :</i>	<i>13</i>
<i>I.2 : Caracteristiques des antennes :</i>	<i>13</i>
<i>I.2.1 : Fonction caractéristique de rayonnement :</i>	<i>13</i>
<i>I.2.2 : Diagramme de rayonnement</i>	<i>15</i>
<input type="checkbox"/> <i>Intensité :</i>	<i>17</i>
<i>I.2.3 :Directivité :</i>	<i>18</i>
<i>I.2.4 :Gain d'une antenne :</i>	<i>18</i>
<input type="checkbox"/> <i>Aire d'absorption :</i>	<i>20</i>
<i>I.2.5 :Facteur d'antenne :</i>	<i>20</i>
<i>I.2.6 :Polarisation d'une onde :</i>	<i>21</i>
<i>I.2.6.1 :Polarisation rectiligne :</i>	<i>22</i>
<input type="checkbox"/> <i>Polarisations TE et TM :</i>	<i>22</i>
<i>I.2.6.2 :Polarisation elliptique :</i>	<i>23</i>
<i>I.2.7 :Impédance d'une antenne :</i>	<i>24</i>
<i>I.2.7.1 :Impédance d'entrée :</i>	<i>24</i>
<i>I.2.7.2 : Adaptation :</i>	<i>25</i>
<i>I.2.8 bande passante:</i>	<i>26</i>
I.3: Principes théorique pour l'étude des antennes :	27
<i>I.3.1 :Équations de Maxwell :</i>	<i>27</i>

I.3.2 :Potentiels électromagnétiques :.....	28
□ Potentiel scalaire :.....	28
I.3.3 :Jauge de Lorentz :.....	28
□ Mesure de champs :.....	28
I.3.4 :Vecteur de Poynting :.....	29
□ Vecteur de Poynting dans le domaine temporel :.....	29
□ Vecteur de Poynting dans le domaine fréquentiel :.....	29
I.4 : Éléments filaires : dipôles, monopôles, et boucles :	29
I.4.1 :Antenne dipôle et antenne monopôle:.....	29
I.4.2 :Antennes en boucle :	30
I.4.2.1 : Antennes à petite boucle :	31
I.4.2.2 : Boucles de plus grand diamètre :.....	33
I.5 : Conclusion :.....	33
Chapitre 2 : Les antennes microstrip, analyse et synthèse	
II.1 :Introduction :.....	36
II.2 : Description géométrique et caractéristiques :	36
II.2.1 : Différentes formes des antennes microstrip :	37
II.3 : Alimentation :.....	37
II.3.1 :Excitation par une ligne coaxiale :	38
II.3.2 :Alimentation par ligne micro ruban :	38
II.3.3 :Alimentation par fente :	40
II.4: Méthods d'analyse :	41
II.4.1 :Modèle de ligne de transmission :	41
II.4.1.1 :Effets de dispersions	42

<i>II.4.1.2 : Longueur effective et Largeur effective et Fréquence de résonance :</i>	42
<i>II.4.1.3: bande passante :</i>	44
<i>II.4.2 :Modèle cavité :</i>	44
<i>II.5 :Diagramme de rayonnement :</i>	46
<i>II.6 :Pertes des antennes patch :</i>	46
<i>II.7 : Paramètres S et impédance d'entrée :</i>	47
<i>II.8.1 :Critères de sélection du substrat.</i>	49
<i>II.9 :Techniques d'adaptation d'impédance :</i>	49
<i>II.9.1 :Adaptation d'impédance distribuée Méthode :</i>	49
<i>II.9.1.1 :Adaptation d'impédance via un transformateur quart de longueur d'onde :</i>	50
<i>II.9.1.2 :Adaptation d'impédance à large bande via Ligne conique :</i>	51
<i>II.9.2 :Adaptation d'impédance par Lumped Méthode des éléments :</i> ..	51
<i>II.10 :Réseaux d'antennes :</i>	52
<i>II.10.1 : Réseau à déphasage (balayage) :</i>	53
II.11 : Facteur de réseau :	53
<i>II.12 :Utilisations des reseaux d'antennes :</i>	55
<i>II.15 : Conclusion :</i>	55
Chapitre 3 : conception et Simulation EM des antennes microstrip	
III.1 :Introduction :	57

III.2 : Description du logiciel AWR	57
III.3 : Simulation d'un patch rectangulaire	59
III.4 : Simulation d'un réseau constitué de 2 patchs rectangulaires	66
III.5 : Simulation d'un réseau constitué de 4 patchs rectangulaires	72
II.7 : Conclusion	77
Conclusion generale	78

Tables des figures :

Figure I.1 : Situation de l'antenne par rapport au point M d'observation	14
Figure I.2 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne	16
Figure I.3: Définition de l'angle solide.....	17
Figure I.4 : Champ électromagnétique d'une onde plane polarisée.	22
Figure I.5 : Onde plane à polarisation verticale.....	22
Figure I.6: Référentiel du champ électrique.....	23
Figure I.7 : Schéma électrique d'une antenne en présence du générateur.....	26
Figure I.8: Coefficient de réflexion à l'entrée d'une antenne patch fonction de la fréquence.	27
Figure I.9 : (a) Antenne Dipôle, (b) Antenne monopôle.....	30
Figure I.10 : Composantes du champ de rayonnement double de (a) petites boucles	31
Figure I.11 : Diagramme de rayonnement $E\phi$ d'une petite boucle en fonction de θ (plan H).....	33
Figure II.1 : antenne microstrip	36
Figure II.2 : description d' antennes microstrip.	37
Figure II.3: Différentes formes d'antennes microstrip.	37
Figure II.4: Alimentation d'une antenne plaquée rectangulaire par coaxial.	38
Figure II.5: Alimentation par ligne micro ruban.	38
Figure II.6 : Encoches d'adaptation	39
Figure II.7 : Alimentation pour un rayonnement à polarisation circulaire	39
Figure II.8: Alimentation d'un patch carré par deux lignes déphasées de 90°.	40
Figure II.9 : Alimentation par fente.	40
Figure II.10 : présente le modèle de ligne de transmission (TLM) d'une antenne patch microstrip	
Figure II.11 : Longueurs physiques et effectives d'un patch microruban rectangulaire.....	43
Figure II.12 : Patch microruban (a) mécanisme de rayonnement et (b) représentation du modèle de cavité.	45

Figure II.13 : reseaux des antennes microstrip.....	53
FigureIII.1 : rectangulaire.....	60
FigureIII.2 : Le taux d'onde stationnaire (tos).....	Error! Bookmark not defined.
FigurIII.3 :parametres	
S_{11}	Error! Bookmark not defined.
Figure III.4 : L'impédance d'entrée en fonction de fréquence..	Error! Bookmark not defined.
Figure III.5 : Le diagramme de rayonnement.....	Error! Bookmark not defined.
Figure III.6 : La directivité	Error! Bookmark not defined.
Figure III.7 : Le gain	Error! Bookmark not defined.
Figure III.8 : Le réseau d'antenne à 2 patchs rectangulaires.....	66
Figure III.9 : Le TOS en fonction de la fréquence.	67
Figure III.10 : Le coefficient S11 du réseau à 2 patchs rectangulaires.....	68
Figure III.11 : L'impédance d'entrée du réseau à 2 patchs rectangulaires.	69
Figure III.12:Le diagramme de rayonnement du réseau à 2 patchs rectangulaires.. ..	70
Figure III.13 : La directivité du réseau d'antenne à 2 patch rectangulaires.....	70
Figure III.14 : Le gain du réseau à 2 patchs rectangulaires.. ..	71
Figure III.15 : Le réseau d'antennes à 4 patchs rectangulaires.....	72
Figure III.16 : Le TOS du réseau d'antenne à 4 patchs rectangulaires.....	72
Figure III.17 : : Coefficient S11 du réseau à 4 patchs rectangulaires.....	73
Figure III.18 : L'impédance d'entrée du réseau à 4 patchs rectangulaires.....	74
Figure III.19 : Le diagramme de rayonnement du réseau à de 4 patchs rectangulaires.. ..	75
Figure III.20 : La directivité du réseau à 4 patchs rectangulaires.....	76
Figure III.21 : Le gain du réseau à 4 patchs rectangulaires.. ..	76

Resume :

Les antennes à patch microstrip présentent de nombreux avantages, tels que leur légèreté, leur profil bas et leur coût réduit, ce qui en fait une option idéale pour les ingénieurs spécialisés dans les systèmes de communication. Leur capacité à s'intégrer avec les circuits micro-ondes les rend particulièrement adaptées à diverses applications, notamment les appareils cellulaires, les applications WLAN, les systèmes de navigation, entre autres.

Dans le cadre de ce projet, des antennes patch rectangulaires compactes ont été conçues et testées pour des dispositifs WiFi opérant à 2,4 GHz. La dernière partie de ce travail est consacrée à l'analyse d'une antenne patch rectangulaire, suivie de l'étude d'un réseau d'antennes composé de deux patchs rectangulaires et d'un autre réseau comprenant quatre patchs rectangulaires..

Abstract:

Microstrip patch antennas offer numerous advantages, including lightweight construction, low profile, and cost-effectiveness, making them an ideal choice for communication system engineers. Their ability to integrate with microwave circuits makes them particularly well-suited for a variety of applications, such as cellular devices, WLAN applications, navigation systems, and more. In this project, compact rectangular patch antennas have been designed and tested for WiFi devices operating at 2.4 GHz. The final part of this work focuses on the study of a single rectangular patch, followed by an examination of an antenna array consisting of two rectangular patches and another array comprising four rectangular patches.

ملخص

تتمتع هوائيات الباتش المايكروستريب بالعديد من المزايا، مثل خفة وزنها، وانخفاض ملفها الشخصي، وتكلفتها المنخفضة، مما يجعلها خياراً مثالياً للمهندسين المتخصصين في أنظمة الاتصالات. تتيح لها قدرتها على الاندماج مع الدوائر الميكروويفية أن تكون مناسبة بشكل خاص لمجموعة متنوعة من أنظمة الملاحة، (WLAN) التطبيقات، بما في ذلك الأجهزة الخلوية، وتطبيقات الشبكات اللاسلكية ،

وغيرها من التطبيقات الأخرى. في إطار هذا المشروع، تم تصميم واختبار هوائيات باتش مستطيلة مدمجة للاستخدام مع أجهزة الواي فاي التي تعمل على تردد 2.4 جيجاهرتز. وتركز الجزء الأخير من هذا العمل على دراسة هوائي باتش مستطيل، يليه دراسة شبكة هوائيات تتكون من هوائيين باتش مستطيلين وشبكة أخرى تتكون من أربعة هوائيات باتش مستطيل.

Introduction générale :

Les systèmes de communication moderne reposent sur des technologies sans fil de plus en plus sophistiquées, nécessitant des performances optimisées dans des configurations toujours plus compactes. Parmi les composants essentiels de ces systèmes, les antennes jouent un rôle crucial en assurant la transmission et la réception des signaux électromagnétiques. Avec l'essor des communications à haute fréquence et des dispositifs portables, les antennes traditionnelles se révèlent souvent encombrantes ou inefficaces, ce qui a conduit à un intérêt croissant pour des solutions plus compactes et performantes : les antennes microstrip.

Les antennes microstrip sont des composants clés des systèmes de communication modernes, appréciées pour leur compacité, leur coût de fabrication réduit, et leur intégration facile dans divers dispositifs électroniques. Ce projet explore en détail la conception et l'optimisation des réseaux d'antennes microstrip, soulignant leurs avantages en termes de gain d'espace et de flexibilité de conception. Malgré leur potentiel, la conception de ces antennes pose des défis techniques, notamment en ce qui concerne l'optimisation des performances et la réduction des pertes. L'étude vise à fournir une compréhension approfondie des caractéristiques et des techniques de conception des antennes microstrip, en utilisant des simulations avancées pour modéliser et améliorer leurs performances, tout en mettant en lumière leurs applications pratiques dans les télécommunications, les systèmes de navigation, et les capteurs IoT.

Le projet est structuré en trois chapitres principaux :

- **Chapitre I :** Introduction aux concepts de base des antennes, couvrant les principes théoriques, les types d'antennes et leurs caractéristiques essentielles.
- **Chapitre II :** Analyse approfondie des antennes microstrip, comprenant leurs configurations, méthodes d'alimentation, et techniques d'optimisation.
- **Chapitre III :** Conception et simulation électromagnétique d'antennes microstrip, avec une attention particulière sur l'utilisation de logiciels

spécialisés pour la modélisation et l'évaluation des performances des réseaux d'antennes.

Chapitre 1 :

Caractéristiques des antennes

I.1: Introduction :

Une antenne est un dispositif qui assure la transition entre un guide d'onde et l'espace libre dans lequel ces ondes vont se propager, elle sert à convertir l'énergie électrique d'un signal en une énergie électromagnétique transportée par une onde électromagnétique dans le cas d'émission. En réception elle convertit une énergie électromagnétique en une énergie électrique. Le transport d'énergie par une onde électromagnétique modulée par un signal informatif va donc permettre le transfert d'information sans support physique à travers un canal ou une liaison radioélectrique.

I.2 : Caractéristiques des antennes :

I.2.1 : Fonction caractéristique de rayonnement :

La figure I.1 : rappelle la situation de l'étude.

L'antenne est située en O. Le rayonnement est observé au point M, situé en champ lointain de l'antenne. Les vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{k})$ sont mutuellement perpendiculaires. Les champs électrique et magnétique \vec{E} et \vec{H} sont contenus dans un plan perpendiculaire au vecteur de propagation \vec{k} . [1]

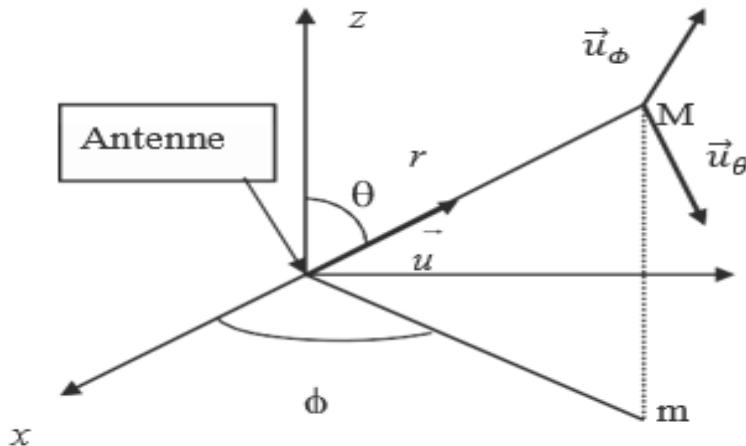


Figure I.1 : Situation de l'antenne par rapport au point M d'observation

Le champ électrique n'ayant pas de composante selon le vecteur radial s'exprime par :

$$\vec{E} = E_\theta \vec{u}_\theta + E_\phi \vec{u}_\phi$$

Le champ magnétique s'en déduit par :

$$\vec{H} = \frac{1}{Z} (\vec{u} \wedge \vec{E})$$

Avec Z l'impédance du vide :

$$Z = \sqrt{\frac{u_0}{\epsilon_0}} \approx 377\Omega$$

La densité surfacique de puissance est définie en fonction du champ électrique d'après la formule :

$$S_r = \frac{1}{2Z} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2)$$

Les composantes du champ électrique peuvent être mises sous la forme :

$$E_\theta = \frac{e^{-jkr}}{r} f_1(\theta, \phi) \quad \text{et} \quad E_\phi = \frac{e^{-jkr}}{r} f_2(\theta, \phi)$$

Selon ces expressions, la densité surfacique de puissance s'exprime par :

$$S_r = \frac{1}{2Z} \frac{1}{r^2} (|f_1(\theta, \phi)|^2 + |f_2(\theta, \phi)|^2) \quad [I.1]$$

la définition de la fonction caractéristique de rayonnement est donnée par:

$$F(\theta, \phi) = \frac{1}{2Z} (|f_1(\theta, \phi)|^2 + |f_2(\theta, \phi)|^2) \quad [I.2]$$

Cette définition [1] ne fait intervenir que les variables angulaires.

La fonction caractéristique de rayonnement normalisée est définie par :

$$F_n(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi)}{F_{max}(\theta, \phi)} \quad [I.3]$$

Soit en fonction de la densité surfacique de puissance :

$$F_n(\theta, \phi) = \frac{S_r(\theta, \phi)}{S_{rmax}(\theta, \phi)} \quad [I.4]$$

I.2.2 : Diagramme de rayonnement

Les antennes sont rarement omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0, ϕ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est

maximale. Il est important de noter que le diagramme de rayonnement n'a de sens que si l'onde est sphérique. On trace dans le diagramme de rayonnement la fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \phi)$, qui varie entre 0 et 1 selon la direction. Celui-ci peut se représenter sous différentes formes (figure II.2).[8]

En général, le diagramme de rayonnement d'une antenne est représenté dans les plans horizontaux ($\theta = 90^\circ$) et verticaux ($\phi = \text{constante}$), ou bien dans les plans E et H.

$$P_0 \quad \phi_0 \quad r(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_0(\theta_0, \phi_0)}$$

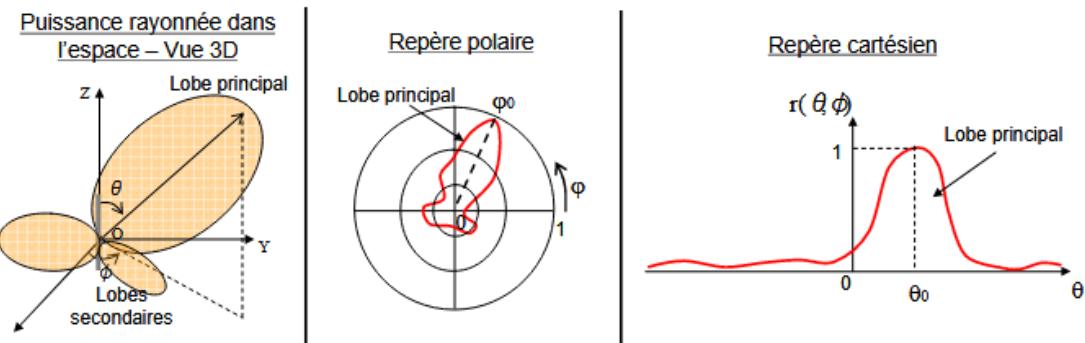


Figure II.2 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne

Ouverture de l'antenne :

Pour évaluer l'ouverture d'une antenne, il faut donner l'ouverture dans deux plans perpendiculaires. C'est alors le produit de ces angles qui donnerait une idée de l'ouverture en trois dimensions. On utilise plutôt la notion d'angle solide qui est une généralisation de la notion d'angle valable en deux dimensions.[1]

L'ouverture angulaire n'a de sens que dans un plan. Pour évaluer l'ouverture d'une antenne, il faut donner l'ouverture dans deux plans perpendiculaires. Donc on parle d'ouverture dans le plan E, ou dans le plan H. [1]

- **Angle solide de l'antenne :**

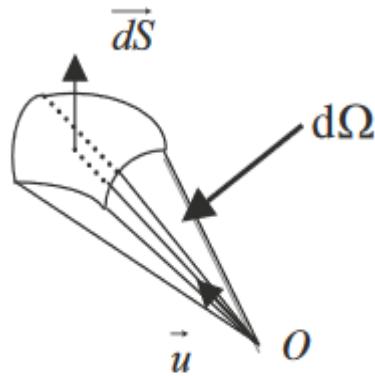


Figure I.3: Définition de l'angle solide.

On rappelle la définition de l'angle solide $d\Omega$ sous lequel est vue une surface $d\vec{s}$ à partir d'un point O (figure I.3) :

$$d\Omega = \frac{\vec{u} \cdot d\vec{s}}{r^2} \quad [I.5]$$

où r représente la distance entre le point O et la surface élémentaire ds . \vec{u} est le vecteur élémentaire partant de O vers le point d'observation. [1]

L'angle solide de l'antenne donne une valeur qui correspond à l'angle moyen dans lequel l'antenne émet toute sa puissance. Il est donné par la relation suivante :

$$\Omega_P = \iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) d\Omega \quad [I.6]$$

Avec Ω_M et Ω_m les angles solides définies pour le seul lobe principal et les seules lobes secondaires respectivement on obtient : [1]

Avec :

$$\Omega_P = \Omega_M + \Omega_m$$

On définit l'efficacité dans le lobe principal par :

$$\eta_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_P} \quad [1.7]$$

Une antenne isotrope est une antenne qui rayonnerait la même puissance dans toutes les directions. Cette antenne ne peut pas exister à moins d'être ponctuelle.

Elle aurait une fonction caractéristique de rayonnement égale à 1 dans toutes les directions. Son angle solide serait donc de : [1]

$$\Omega_p = \Omega_M = 4\pi$$

• **Intensité :**

Si dS représente [1] la surface élémentaire perpendiculaire au vecteur de propagation, la puissance élémentaire s'exprime par :

$$dP = s_r dS \quad [1.8]$$

La surface élémentaire est liée à l'angle solide correspondant. Cela permet d'exprimer la puissance élémentaire par :

$$dP = S_r r^2 d\Omega$$

L'intensité I dans une direction donnée est définie par la puissance rayonnée par unité d'angle solide :

$$dP = I(Q, \phi) d\Omega = F(\theta, \phi) d\Omega \quad [I.9]$$

I.2.3 : Directivité :

La directivité dans une direction est le rapport entre la valeur de la fonction caractéristique de rayonnement dans cette direction à sa valeur moyenne dans tout l'espace : [1]

$$D(\theta, \phi) = \frac{F_n(\theta, \phi)}{\frac{1}{4\pi} \iint F_n(\theta, \phi) d\Omega} \quad [I.10]$$

La directivité s'exprime aussi en fonction de la densité surfacique de puissance :

$$D(\theta, \phi) = \frac{s_r(\theta, \phi)}{\frac{1}{4\pi} \iint s_r(\theta, \phi) d\Omega}$$

[I.11]

Le maximum de directivité est obtenu dans la direction de l'axe de l'antenne, lorsque la fonction caractéristique normalisée est égale à 1. Soit :

$$D_0 = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \iint F_n(\theta, \phi) d\Omega} \quad [I.12]$$

D_0 est appelé la directivité de l'antenne sans préciser de direction.

Dans cette formule, la directivité au maximum de la fonction caractéristique est égale à l'inverse de la valeur moyenne de celle-ci. En introduisant l'angle solide de l'antenne on obtient:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_p}$$

En utilisant cette valeur dans l'expression générale de la directivité, il vient :

$$D(\theta, \phi) = D_0 F_n(\theta, \phi) \quad [\text{I.13}]$$

I.2.4 :Gain d'une antenne :

Soit P_t la puissance d'alimentation d'une antenne. Cette puissance est transformée en une puissance rayonnée P_0 . Dans le sens de l'émission, la puissance rayonnée est inférieure à la puissance d'alimentation. L'antenne est un transformateur imparfait. Il y a des pertes lors de la transformation d'énergie, comme dans tout système. L'efficacité de l'antenne est définie par : [1]

$$\eta_l = \frac{P_0}{P_t} \quad [\text{I.14}]$$

$$\eta_l \leq 1$$

Le gain est défini par le rapport de la densité de puissance rayonnée dans une direction par rapport à une antenne isotrope sans pertes et alimentée avec la même puissance.

$$G(\theta, \phi) = \frac{s_r(\theta, \phi)}{s_{ri}} \quad [\text{I.15}]$$

La puissance totale rayonnée par l'antenne est donnée par :

$$p_0 = \int \int_{4\pi} s_r(\theta, \phi) r^2 d\Omega \quad [\text{I.16}]$$

P_0 est liée à la puissance d'alimentation par l'efficacité de l'antenne [I.14]. La densité de puissance isotrope S_{ri} se déduit de la puissance d'alimentation par :

$$P_t = P_{0i} = 4\pi r^2 s_{ri} \quad [\text{I.17}]$$

Donc, en utilisant [I.20] et [I.23] :

$$s_{ri} = \frac{1}{4\pi\eta_l} \iint s_r(\theta, \phi) d\Omega$$

En reportant cette valeur dans l'expression du gain :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi\eta_l \frac{s_r(\theta, \phi)}{\iint s_r(\theta, \phi) d\Omega} \quad [\text{I.18}]$$

Soit encore :

$$G(\theta, \phi) = \eta_l D(\theta, \phi) \quad [\text{I.19}]$$

Au maximum de directivité, on a simplement :

$$G_0 = \eta_l D_0$$

la densité de puissance émise par l'antenne isotrope multipliée par le gain dans la direction considérée qui tient compte de la répartition angulaire imposée par la géométrie de l'antenne et de l'efficacité : [1]

$$s_r(\theta, \phi) = P_t \frac{G(\theta, \phi)}{4\pi r^2} \quad [\text{I.20}]$$

La puissance isotrope rayonnée équivalente (**PIRE**) est la puissance de l'antenne isotrope qui rayonnerait la même puissance que l'antenne réelle sur son axe.

- **Aire d'absorption :**

La notion de surface effective définie par rapport à la directivité est transposée pour le gain. On appelle souvent cette surface l'aire d'absorption A. Elle est définie par : [1]

$$G(0,0) = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

I.2.5 : Facteur d'antenne :

Le facteur d'antenne F_A mesure le rapport entre le champ électrique rayonné et la tension mesurée derrière l'antenne, en utilisant le champ électrique efficace nous utilisons le champ efficace : [1]

$$E_{eff} = \frac{E}{\sqrt{2}}$$

Considérons le rayonnement provenant sur une antenne de réception. Il est caractérisé par la densité surfacique de puissance S_r .

D'après les définitions précédentes :

$$S_r = \frac{Eff^2}{Z}$$

La puissance reçue P_r par l'antenne est fonction de la densité surfacique de puissance et de l'aire effective de réception A_r :

$$P_r = S_r A_r$$

Or l'aire effective de réception dépend du gain de l'antenne de réception, G_r , de la longueur d'onde λ :

$$A_r = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad \text{donc} \quad P_r = \frac{Eff^2}{Z} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r$$

Par ailleurs, la puissance reçue directement derrière l'antenne vérifie aussi la relation entre la tension et l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne :

$$p_r = \frac{V^2}{Z_0} = \frac{Eff^2}{Z} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad [I.21]$$

En introduisant le facteur d'antenne F_A , comme le rapport entre le champ électrique efficace reçu et la tension induite aux bornes de l'antenne :

$$F_A = \frac{Eff}{V} \quad [I.22]$$

On obtient :

$$F_A = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{Z}{Z_0} \frac{4\pi}{G_r}} \quad [I.23]$$

I.2.6 : Polarisation d'une onde :

La polarisation d'une onde est essentielle pour l'étude des antennes car elle détermine la manière dont l'onde est émise et reçue. Si la polarisation de l'antenne de réception ne correspond pas à celle de l'antenne d'émission, la puissance reçue est réduite. [1]

I.2.6.1 :Polarisation rectiligne : [1]

La polarisation rectiligne implique un champ électromagnétique dont l'orientation reste constante pendant la propagation. Le champ électrique est aligné avec \vec{u}_x et le champ magnétique avec \vec{u}_y , tandis que le vecteur d'onde \vec{k} est aligné avec \vec{u}_z .

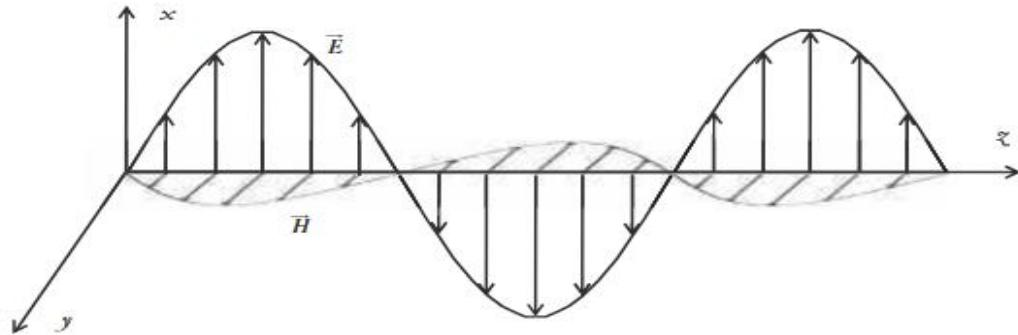


Figure I.4 : Champ électromagnétique d'une onde plane polarisée.

• Polarisations H et V :

La polarisation d'une onde peut être horizontale ou verticale, en fonction de l'orientation du champ électrique par rapport à la surface de propagation, généralement assimilée au sol. Une polarisation est horizontale lorsque le champ électrique est parallèle au sol (figure I.5) , tandis qu'elle est verticale lorsque le champ électrique est perpendiculaire au sol, avec le champ magnétique parallèle au sol. [1]

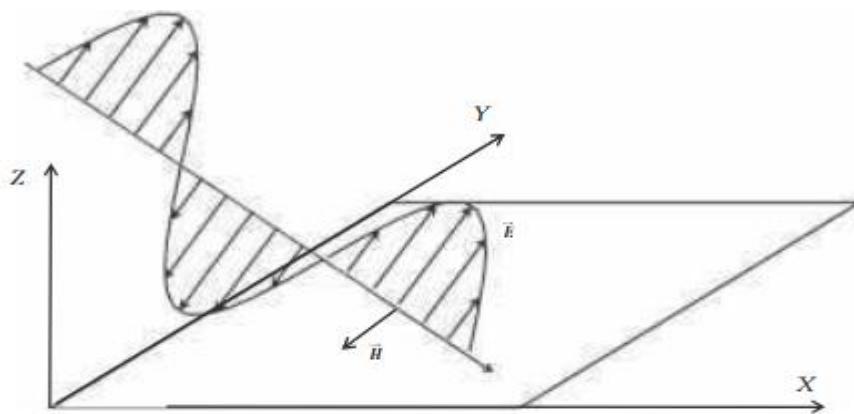


Figure I.5 : Onde plane à polarisation verticale.

• Polarisations TE et TM :

La polarisation rectiligne d'une onde peut être définie par rapport au plan d'incidence. Si le champ électrique est perpendiculaire à ce plan, on parle de polarisation transverse électrique (TE). Si le champ électrique est dans le plan d'incidence, le champ magnétique est perpendiculaire à ce plan, définissant ainsi la polarisation transverse magnétique (TM). [1]

1.2.6.2 :Polarisation elliptique :

La polarisation d'une onde est souvent décrite par le trajet de l'extrémité du champ électrique au cours de sa propagation. Lorsque les pertes sont minimales, cette trajectoire forme généralement une ellipse. La polarisation rectiligne correspond à une ellipse avec une excentricité nulle.

Le rapport du demi-grand axe au demi-petit axe de l'ellipse est appelé rapport axial. On le compte positivement pour les ondes gauches et négativement pour les ondes droites. Il vérifie la relation suivante : [1]

$$1 \leq /AR/ \leq \infty$$

Lorsque $AR = 1$, la polarisation est circulaire. Lorsque AR est infini, la polarisation est rectiligne.

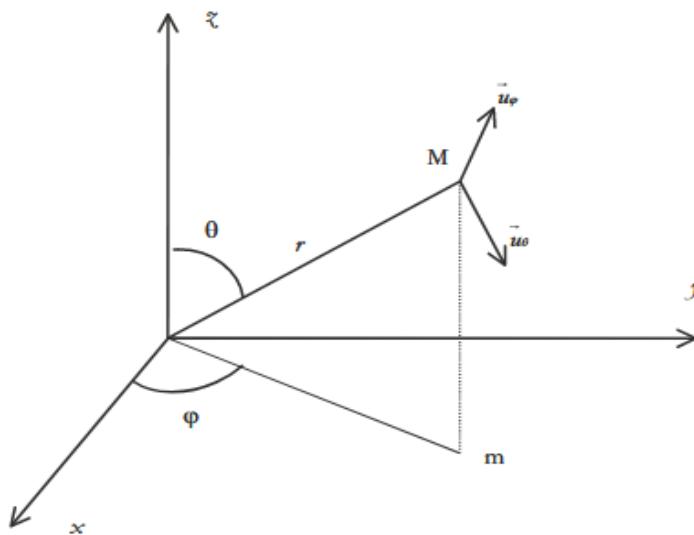


Figure I.6: Référentiel du champ électrique

I.2.7 : Impédance d'une antenne :

Un émetteur se compose d'un générateur d'ondes connecté à une ligne de transmission, puis relié à une antenne. Chaque partie présente une impédance propre complexe. Pour les antennes réciproques, leur impédance reste constante en émission ou en réception. [1]

I.2.7.1 : Impédance d'entrée :

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de ce composant. Elle est représentée par :

$$Z_A = R_A + jX_A \quad [I.24]$$

L'impédance de l'antenne est affectée par les objets environnants, notamment les structures métalliques proches ou d'autres antennes. Dans ce contexte, nous ne considérerons que l'impédance propre de l'antenne, c'est-à-dire lorsque celle-ci est seule et rayonne dans un espace vide infini. La résistance d'entrée R_A représente un terme de dissipation, lié à la puissance rayonnée et à la puissance perdue par effet Joule. La puissance dissipée dans une antenne est définie comme : [1]

$$P_e = \frac{1}{2} R_A I_A^2$$

La résistance d'antenne est constituée des deux termes correspondant d'une part au rayonnement, R_r et d'autre part à l'effet Joule R_J :

$$R_A = R_r + R_J$$

La puissance rayonnée est donnée par :

$$P_r = \frac{1}{2} R_r I_A^2 \quad [I.25]$$

On rappelle, à titre d'exemple, la valeur de la résistance de rayonnement d'un dipôle élémentaire :

$$R_r \approx 800 \frac{l^2}{\lambda^2}$$

L'efficacité d'une antenne est définie par le rapport de la puissance rayonnée à la puissance à l'entrée de l'antenne :

$$\eta = \frac{P_r}{P_e}$$

C'est un rendement. Il s'exprime par rapport aux différentes résistances par :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_J} \quad [I.26]$$

Évaluons la résistance liée à la puissance perdue par effet Joule pour un dipôle. Aux fréquences de travail, le courant est considéré comme surfacique en raison de l'effet de peau. La résistance de surface a pour expression :

$$R_S = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}$$

Avec ω la pulsation de l'onde, μ la perméabilité et σ la conductivité du conducteur.

La résistance du dipôle s'exprime en fonction de sa longueur l et du rayon a du fil:

$$R_J = \frac{l}{2\pi a} R_S \quad [I.27]$$

Pour un dipôle de longueur d'un dixième de longueur d'onde à 1 GHz, et de rayon égal à un millimètre, la résistance est égale à :

$$R_J \approx 0,03\Omega$$

Pour ce dipôle, la résistance de rayonnement est d'environ 8 V. Les pertes par effet Joule sont négligeables.

I.2.7.2 : Adaptation :

L'impédance d'entrée de l'antenne est essentielle pour une intégration optimale dans la chaîne de l'émetteur ou du récepteur. Si l'impédance caractéristique de la ligne de transmission est Z_0 et l'impédance d'entrée de l'antenne est Z_A , le signal se réfléchit à l'entrée de l'antenne avec un coefficient Γ , dont l'expression est : [1]

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0}$$



Figure I.7 : Schéma électrique d'une antenne en présence du générateur.

La puissance maximale transmise à l'antenne est obtenue lorsque l'impédance du générateur est égale à l'impédance conjuguée de l'antenne :

$$Z_G = Z^*$$

Dans la majorité des cas, l'impédance du générateur vaut 50Ω . C'est une impédance standard en hyperfréquences.

I.2.8 bande passante:

La largeur de bande, ou bande passante, d'une antenne détermine les fréquences sur lesquelles l'antenne rayonne avec les caractéristiques requises, généralement la puissance transmise. La polarisation peut également être une caractéristique critique, par exemple, une polarisation circulaire peut être recherchée et obtenue uniquement dans une certaine plage de fréquences. [1]

La bande de fréquence relative à la puissance de rayonnement d'une antenne est définie par deux valeurs critiques, une fréquence minimale f_1 et une fréquence maximale f_2 . Ce domaine de fréquences correspond à la plage où l'antenne satisfait ses critères de fonctionnement.

Δf est définie par la différence entre ces deux fréquences :

$$\Delta f = f_2 - f_1$$

La largeur relative de bande B_r est un pourcentage exprimant le rapport de la bande à la fréquence centrale f_0 .

$$B_r = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

La largeur de bande est aussi définie par le rapport entre les deux fréquences extrêmes :

$$B_f = \frac{f_2}{f_1}$$

Pour déterminer la largeur de bande d'une antenne par rapport au rayonnement, on trace le paramètre S11 de réflexion en fonction de la fréquence. Si ce paramètre est inférieur à -10 dB, la puissance de rayonnement est généralement considérée comme suffisante. Pour les antennes résonantes, telles que les dipôles, la largeur de bande est généralement faible, autour de 10 % de la fréquence centrale. Les fréquences limites de la bande sont définies par les valeurs où le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB.

$$f_1 = 7,27\text{GHz} \quad \text{et} \quad f_2 = 7,51\text{GHz}$$

La bande relative est donc un peu supérieure à 3 %.

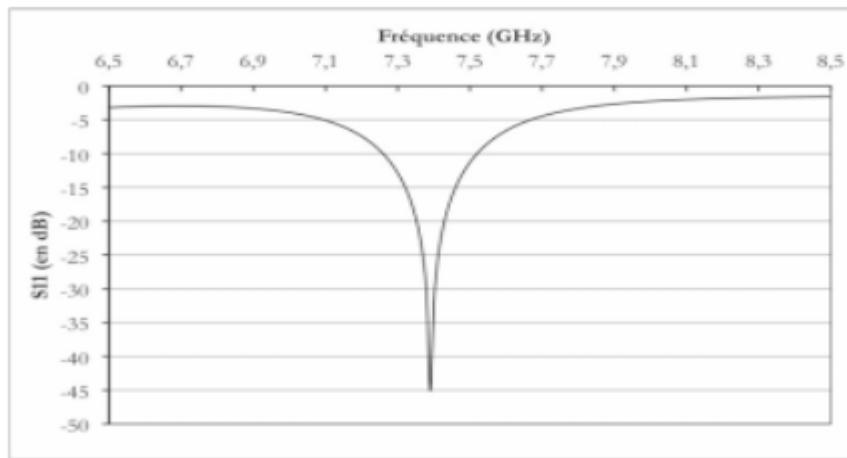


Figure I.8: Coefficient de réflexion à l'entrée d'une antenne patch fonction de la fréquence.

I.3: Principes théorique pour l'étude des antennes :

I.3.1 :Équations de Maxwell :

Les équations de Maxwell [1] expriment le comportement du champ électromagnétique en relation avec les sources qui lui ont donné naissance. Ces équations différentielles contiennent toute l'information permettant de résoudre les problèmes d'électromagnétisme. Dans le vide elles s'écrivent sous la forme :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{div}(\vec{B}) = 0$$

$$\overline{\text{rot}}(\vec{B}) = \mu_0 \left(\vec{J} + \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \quad \text{div}(\vec{E}) = \frac{\rho}{\varepsilon_0}$$

La permittivité du vide est notée ε_0 :

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi \cdot 10^9} \text{ U.S.I.}$$

La perméabilité du vide est notée μ_0 :

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ U.S.I.}$$

I.3.2 : Potentiels électromagnétiques :

- **Potentiel vecteur :**

L'équation de Maxwell imposant à la divergence de l'induction magnétique d'être nulle, conduit à la définition du potentiel vecteur \vec{A} : [1]

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad [\text{I.28}]$$

- **Potentiel scalaire :**

En introduisant la définition du potentiel vecteur dans l'équation de Maxwell relative au rotationnel du champ électrique, on obtient :

$$\text{rot} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad [\text{I.29}]$$

I.3.3 : Jauge de Lorentz :

La jauge de Lorentz constraint les potentiels selon la relation suivante :

$$\varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \varphi}{\partial t} + \text{div } \vec{A} = 0 \quad [\text{I.30}]$$

Elle traduit une loi de conservation de nature relativiste.

Cette équation permet de simplifier le membre de droite de l'équation de propagation précédente sous la forme :

$$\Delta \vec{A} - \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} = -\mu_0 \vec{J} \quad [\text{I.31}]$$

I.3.4 : Vecteur de Poynting :

La densité surfacique de puissance d'une onde électromagnétique et caractérisée par le vecteur de Poynting soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel. [1]

- **Vecteur de Poynting dans le domaine temporel :**

Le champ électromagnétique en temporel est noté :

$$\vec{e}(t) \quad \vec{h}(t)$$

Le vecteur de Poynting est défini par :

$$\vec{\Pi}(t) = \vec{e}(t) \wedge \vec{h}(t)$$

Le vecteur de Poynting répond à l'équation locale :

$$\operatorname{div} \vec{\Pi}(t) + \frac{\partial u}{\partial t} = -\vec{e}(t) \cdot \vec{j}(t) \quad [\text{I.32}]$$

- **Vecteur de Poynting dans le domaine fréquentiel :**

Dans le domaine fréquentiel, les champs sont considérés à une fréquence donnée. Ils varient sinusoïdalement. On utilise la représentation complexe :

$$\vec{e}(t) = \operatorname{R\u00e9el}(\vec{E} e^{j\omega t}) \quad \text{et} \quad \vec{h}(t) = \operatorname{R\u00e9el}(\vec{H} e^{j\omega t})$$

\vec{E} et \vec{H} sont les amplitudes complexes portant la phase et variant dans l'espace.

On définit alors le vecteur de Poynting complexe :

$$\vec{\Pi} = \frac{1}{2} \vec{E}(t) \wedge \vec{H}^*(t)$$

I.4 : Éléments filaires : dipôles, monopôles, et boucles :

Les antennes dipôles, monopôles et cadres et leurs réseaux associés sont les plus courantes antennes utilisées pour les systèmes de communication, la radiodiffusion et la mesure des émissions électriques et champs magnétiques [9].

I.4.1 : Antenne dipôle et antenne monopôle:

Les types d'antennes filaires les plus simples sont l'antenne dipôle et l'antenne monopôle. L'antenne dipôle est le plus souvent un fil ou une tige métallique

linéaire avec un point d'alimentation au centre comme illustré à la figure II.9 a. Le plus souvent, une antenne dipôle comporte deux bras rayonnants symétriques. L'antenne unipolaire a un bras rayonnant unique, comme le montre la figure II.9 b.[9]

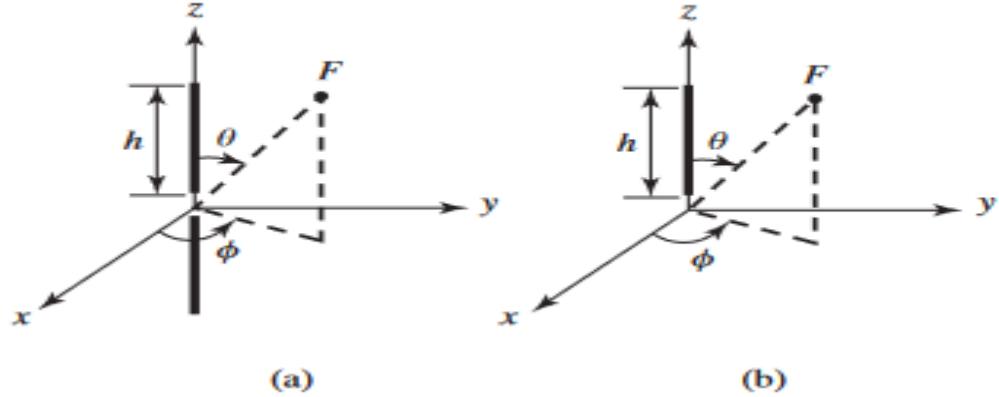


Figure I.9 : (a) Antenne Dipôle, (b) Antenne monopôle

I.4.2 :Antennes en boucle :

La théorie de la dualité dans le domaine des antennes signifie qu'il est possible d'écrire les champs d'une antenne à partir des expressions des champs d'une autre antenne en échangeant les paramètres.[9]

Les équations de Maxwell donnent :

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E}_1 &= -j\omega\mu_1 \mathbf{H}_1 \\ \nabla \times \mathbf{H}_1 &= \mathbf{J}_e + j\omega\epsilon_1 \mathbf{E}_1\end{aligned}$$

où \mathbf{E}_1 et \mathbf{H}_1 sont les champs électriques et magnétiques générés par la densité de courant électrique \mathbf{J}_e dans le milieu 1 (ϵ_1 et μ_1).

Supposons maintenant que nous ayons une source de courant magnétique fictive avec une densité \mathbf{J}_m dans le milieu 2 (ϵ_2 et μ_2) ; Les équations de Maxwell pour ce nouveau système peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H}_2 &= j\omega\epsilon_2 \mathbf{E}_2 \\ \nabla \times \mathbf{E}_2 &= -\mathbf{J}_m - j\omega\mu_2 \mathbf{H}_2\end{aligned}$$

où E_2 et H_2 sont les champs électriques et magnétiques générés par J_m dans le milieu 2. Ainsi, le Système 1 avec le courant électrique et le Système 2 avec le courant magnétique sont des duals et leurs paramètres peuvent être échangés, comme le montre le Tableau ci-dessous. Notez que la dualité lie non seulement les paramètres des champs mais aussi les propriétés du matériau ; il y a aussi un changement de signe en allant du champ magnétique au champ électrique.

Relation de dualité entre le Système 1 et le Système 2

Système 1 avec source de courant électrique	Système 2 avec source de courant magnétique
J_e	J_m
E_1	H_2
H_1	$-E_2$
ϵ_1	μ_2
μ_1	ϵ_2

I.4.2.1 : Antennes à petite boucle :

La petite antenne cadre peut être analysée à peu près de la même manière que le dipôle infinitésimal antenne. En fait, ce sont des antennes « doubles », où le courant électrique et les champs magnétiques sont inversés comme le montre la figure 1.11. Une double relation actuelle entre les antennes dipôle et boucle est également utilisée [9] . Cette relation est :

$$I_e L = I_m L = j\omega\mu I$$

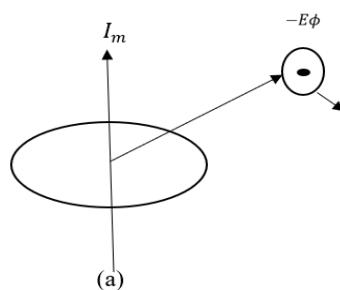


Figure I.10 : Composantes du champ de rayonnement double de (a) petites boucles

Avec

a et $S = \pi a^2$ respectivement le rayon et la surface de la boucle.

I : courant électrique parcourant la boucle.

I_m : courant magnétique équivalent.

Le champ lointain d'un dipôle électrique court est donné par :

$$E_\theta = \frac{jI\Delta L}{4\pi r} \eta \beta \sin e_\theta e^{-j\beta r}$$

$$H_\phi = \frac{jI\Delta L}{4\pi r} \beta \sin e_\theta e^{-j\beta r}$$

$$E_r = E_\phi = 0; H_r = H_\theta = 0$$

Le champ lointain d'une petite boucle est donné par :

$$H_\theta = \frac{jI_m\Delta l}{4\pi r \cdot \eta} \beta \sin e_\theta e^{-j\beta r}$$

$$E_\phi = \frac{jI_m I \Delta l}{4\pi r} \beta \sin e_\theta e^{-j\beta r}$$

$$H_r = H_\phi = 0; E_r = E_\theta = 0$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\gamma}$$

Δl : longueur du dipôle

$$I_e \Delta l = I_m \Delta l = j\omega \mu S I_e$$

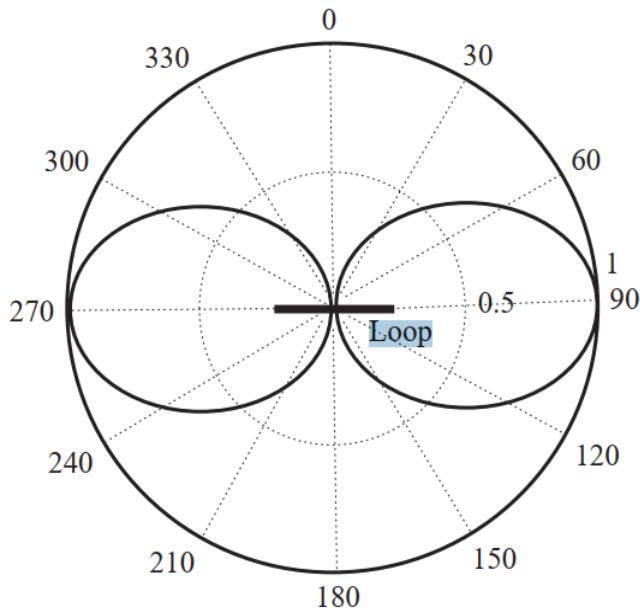


Figure I.11 : Diagramme de rayonnement E_ϕ d'une petite boucle en fonction de θ (plan H)

Identique au diagramme de rayonnement E_θ d'un dipole court en fonction de θ (plan E).

I.4.2.2 : Boucles de plus grand diamètre :

Lorsque le courant I peut être considéré [9] comme constant, mais que la boucle a une taille non petite par rapport à la longueur d'onde, les champs électrique et magnétique rayonnés (zone lointaine) pour une boucle de diamètre a transportant un courant constant I sont donnés par :

$$E = \frac{\eta_0 a K I}{2r} J_1(Ka \sin e_\theta) \hat{\phi}$$

$$H = \frac{\eta_0 a K I}{2r} J_1(Ka \sin e_\theta) \hat{\theta}$$

Avec J_1 est la fonction de Bessel du premier type d'ordre 1. La fonction de Bessel du premier type d'ordre n est définie par :

$$\int_0^\pi \cos(n\varphi) e^{jz \cos \varphi} d\varphi = \pi j^n J_n(z)$$

I.5 : Conclusion :

Dans ce chapitre, ont été définies les caractéristiques des antennes utiles pour le dimensionnement des systèmes d'émission réception. Nous avons considéré les quatre caractéristiques de base d'une antenne que sont :

Le diagramme de rayonnement qui décrit les propriétés directionnelles d'une antenne. Il représente la distribution de l'énergie rayonnée dans l'espace en fonction de la direction. Les antennes peuvent avoir différents diagrammes de rayonnement, tels que omnidirectionnel (rayonne de manière égale dans toutes les directions) ou directionnel (rayonne plus de puissance dans certaines directions).

Le gain qui fait référence à la capacité d'une antenne à diriger ou à concentrer sa puissance rayonnée dans une direction particulière. C'est le rapport de la puissance rayonnée dans une direction spécifique à la puissance qui serait rayonnée par une antenne omnidirectionnelle idéale. Le gain est généralement exprimé en décibels (dB) et indique l'efficacité de l'antenne à transmettre ou à recevoir des signaux.

La bande passante qui est la gamme des fréquences sur laquelle elle peut efficacement transmettre ou recevoir des signaux.

L'impédance qui est composée de résistance et de réactance. L'impédance d'une antenne doit correspondre à l'impédance de la ligne de transmission ou du système auquel elle est connectée pour un transfert de puissance efficace. Une inadéquation de l'impédance peut entraîner des réflexions de signal et de mauvaises performances de l'antenne.

Ces caractéristiques jouent un rôle crucial dans la détermination des performances d'une antenne à des applications spécifiques.

Chapitre 2 :

Les antennes microstrip, analyse et synthèse

II.1 : Introduction :

Les antennes microstrip, également connues sous le nom d'antennes patch, sont des composants essentiels dans les systèmes de communication modernes. Leur simplicité de conception, leur faible coût de fabrication et leur facilité d'intégration sur des circuits imprimés (PCB) en font un choix privilégié pour une variété d'applications, notamment les communications sans fil, les radars, et les systèmes de navigation par satellite (GPS). Ces antennes se caractérisent par leur structure plane et compacte, ce qui permet de les intégrer facilement dans des dispositifs électroniques portables et des systèmes embarqués. Grâce à leurs avantages uniques, les antennes microstrip sont couramment utilisées dans des appareils tels que les téléphones mobiles, les routeurs Wi-Fi, et les dispositifs de localisation GPS, ainsi que dans des applications industrielles et militaires.



Figure II.1 : antenne microstrip

II.2 : Description géométrique et caractéristiques :

Les antennes microstrip, des dispositifs résonants planaires, émettent leur énergie depuis leurs bords. Une antenne patch microstrip comprend une plaque métallique rayonnante sur un substrat diélectrique, avec un plan de masse de l'autre côté. Les matériaux de substrat à faible constante diélectrique sont privilégiés pour un rayonnement maximal, avec des configurations rectangulaires et circulaires étant les plus courantes. Les caractéristiques de l'antenne, telles que la longueur, la

largeur, l'impédance d'entrée, le gain et le diagramme de rayonnement, sont cruciales. La longueur du patch, proche d'une demi-longueur d'onde dans le diélectrique, détermine la fréquence de résonance. Pour les antennes compactes, des substrats avec des constantes diélectriques plus élevées sont utilisés, mais cela peut entraîner une bande passante plus étroite. Il n'y a pas de règle fixe pour déterminer la largeur d'un patch, mais elle est généralement comparable à la longueur d'onde de fonctionnement.[2]

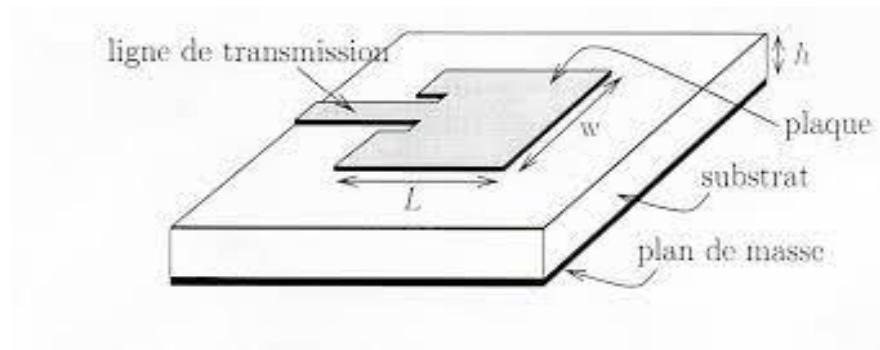


Figure II.2 : d'expression d' antennes microstrip.

II.2.1 : Différentes formes des antennes microstrip :

L'antenne microstrip peut prendre plusieurs formes : rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle, ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication.

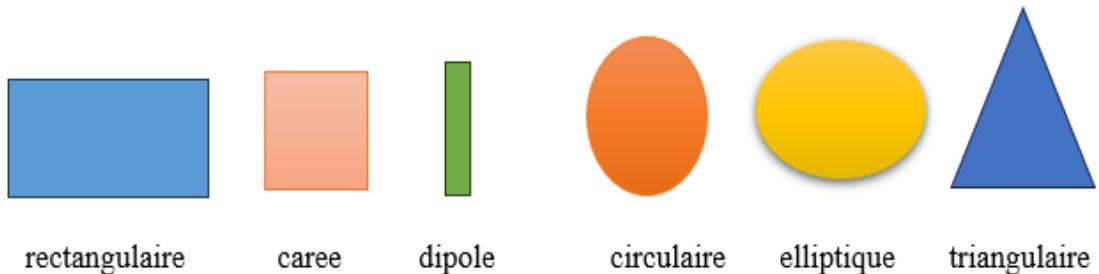


Figure II.3: Différentes formes d'antennes microstrip.

II.3 : Alimentation :

L'impédance d'entrée d'une antenne est fixée lorsque sa taille est très petite par rapport à la longueur d'onde, comme dans le cas du dipôle. Cependant, lorsque la

taille de l'antenne est plus grande, son impédance d'entrée dépend du point d'excitation. Les antennes planaires, avec des dimensions de l'ordre de la demi-longueur d'onde pour permettre l'établissement du phénomène de résonance, offrent diverses options d'alimentation, permettant de choisir différentes formes d'alimentation et différents points d'excitation.[1]

II.3.1 : Excitation par une ligne coaxiale :

Un patch rectangulaire (figure II.4) se compose d'un rectangle de métal fin posé sur un diélectrique à faible permittivité, avec une fine couche métallique de l'autre côté servant de plan de masse. L'alimentation est assurée par un coaxial, dont l'âme traverse une cavité usinée dans le diélectrique et le plan de masse pour être soudée sur le plan métallique rayonnant du patch. Ce processus utilise un via pour la traversée du coaxial.[1]

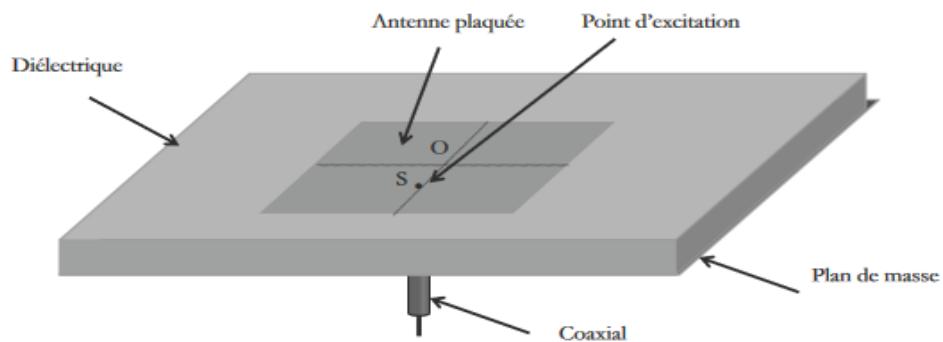


Figure II.4: Alimentation d'une antenne plaquée rectangulaire par coaxial.

Le point d'excitation (S) sur la médiatrice du rectangle influence l'impédance d'entrée, qui augmente lorsqu'on s'éloigne du centre. Ceci offre une marge de manœuvre pour optimiser l'adaptation.

II.3.2 : Alimentation par ligne micro ruban :

L'alimentation la plus simple consiste à utiliser une ligne micro ruban sur le même plan que le patch rayonnant (figure II.5).



Figure II.5: Alimentation par ligne micro ruban.

À des fréquences très élevées, la disposition peut être problématique car la ligne de transmission peut rayonner, affectant la polarisation de l'antenne. Malgré cela, pour des fréquences normales, cette méthode est largement utilisée en raison de sa simplicité.

Pour améliorer l'adaptation entre la ligne micro ruban et l'antenne, il est courant de réaliser des encoches (figure II..6) dont la taille est à calculer afin d'obtenir une meilleure adaptation.[1]

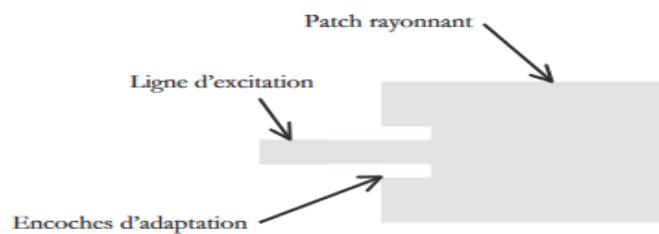


Figure II.6 : Encoches d'adaptation

La polarisation circulaire est obtenue avec ce type d'alimentation en excitant un patch presque carré selon sa diagonale (figure II.7).

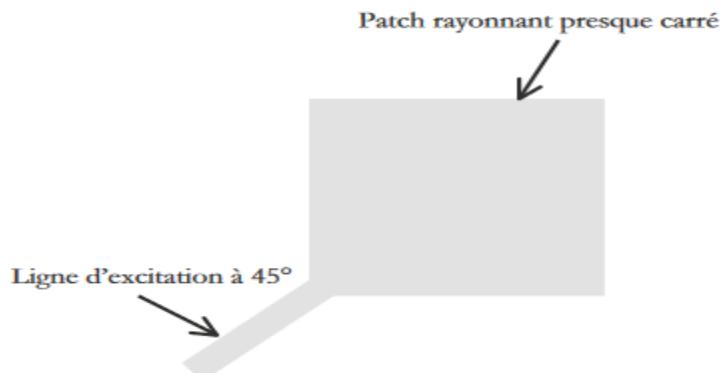


Figure II.7 : Alimentation pour un rayonnement à polarisation circulaire

Une autre façon d'obtenir la polarisation circulaire est de réaliser deux lignes d'accès à 90°, débouchant symétriquement sur un patch carré, dont l'alimentation présente un déphasage de 90° (figure II.8).

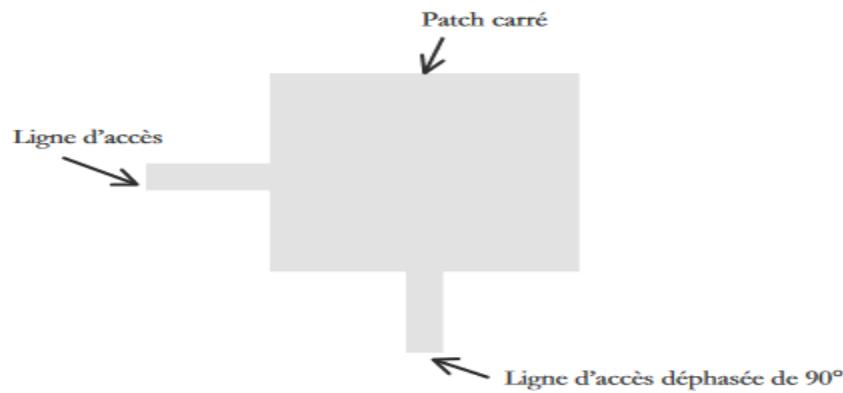


Figure II.8: Alimentation d'un patch carré par deux lignes déphasées de 90°.

II.3.3 : Alimentation par fente :

Placer la ligne d'alimentation sur un plan inférieur par rapport à l'élément rayonnant peut améliorer la qualité du rayonnement dans certains cas. Cela est réalisé en gravant la ligne sur la face arrière d'un diélectrique, avec un plan de masse sur la face avant, et en pratiquant une ouverture dans ce dernier. Cette disposition permet d'éviter le rayonnement de la ligne, qui est écrantée par le plan de masse. Le diélectrique au-dessus de ce plan de masse est souvent de faible permittivité pour favoriser le rayonnement de l'élément métallique gravé au-dessus.[1]

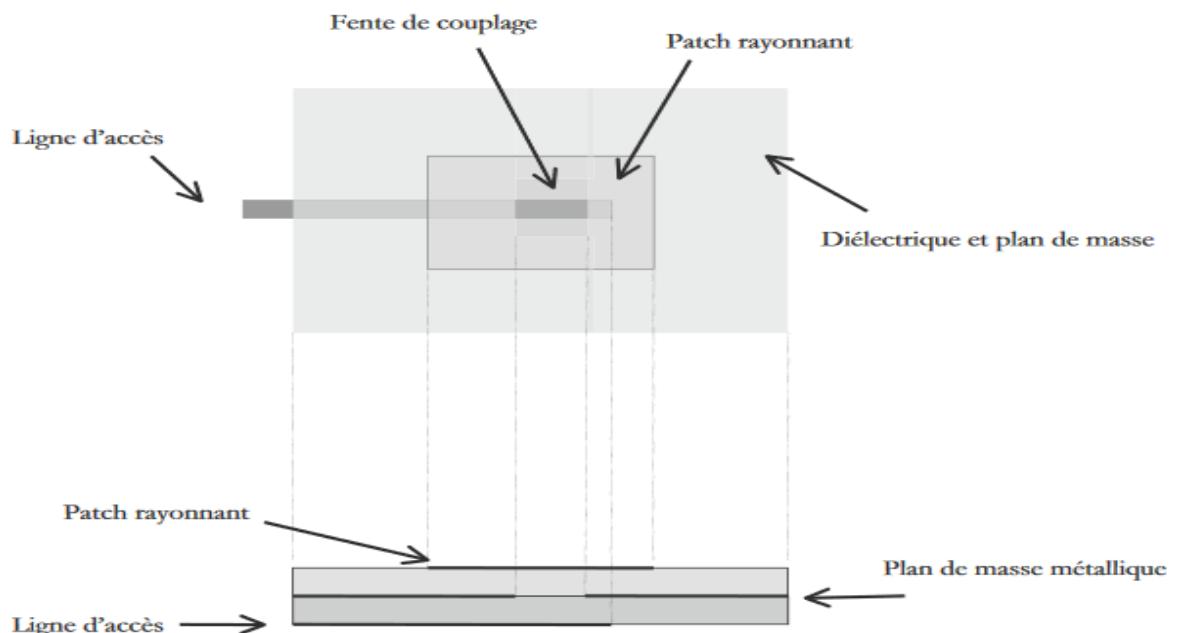


Figure II.9 : Alimentation par fente.

Le diélectrique sous la ligne agit comme un écran, concentrant le champ électrique. Le couplage entre la ligne et l'élément rayonnant est magnétique à travers une ouverture, introduisant un élément inductif compensé par l'effet capacitif de la ligne micro ruban. La longueur de la ligne peut être ajustée pour obtenir l'adaptation appropriée.

La conception d'une antenne ne peut être faite indépendamment de sa ligne d'adaptation. Dans les simulations numériques sur lesquelles s'appuie la conception, la partie de la ligne d'excitation est modélisée en même temps que le dispositif rayonnant.

II.4: Méthods d'analyse :

Il existe de nombreuses méthodes d'analyse pour les antennes microruban. Les modèles les plus populaires sont les éléments de la ligne de transmission, la cavité, et la pleine onde (qui incluent principalement des équations intégrales/méthode des moments). Le modèle de ligne de transmission est le plus simple de tous, il donne un bon aperçu physique, mais est moins précis et il est plus difficile de modéliser le couplage. Comparé au modèle de ligne de transmission, le modèle de cavité est plus précis mais en même temps plus complexe. Cependant, cela donne également un bon aperçu physique et est plutôt difficile à modéliser.[3]

II.4.1 : Modèle de ligne de transmission :

Il a été indiqué précédemment que le modèle de ligne de transmission est le plus simple de tous, mais qu'il donne les résultats les moins précis et qu'il manque de souplesse. Cependant, il offre une certaine compréhension physique. Une antenne microstrip rectangulaire peut être représentée comme un réseau de deux fentes rayonnantes étroites, chacune de largeur W et de hauteur h , séparées par une ligne de transmission de faible impédance Z_c de longueur L . [3]

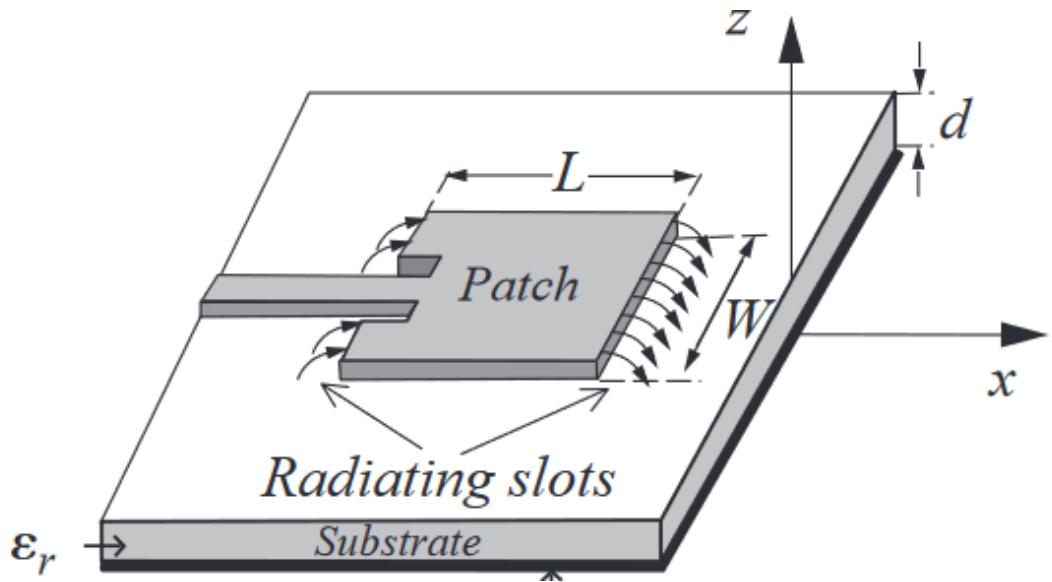


Figure II.10 : présente le modèle de ligne de transmission (TLM) d'une antenne patch microstrip

II.4.1.1 : Effets de dispersions

La constante diélectrique effective d'une ligne microstrip intégrée dans un diélectrique est essentielle pour établir des caractéristiques électriques similaires à celles d'une ligne avec de l'air au-dessus du substrat. Elle varie en fonction de la fréquence, se rapprochant de la constante diélectrique réelle du substrat à mesure que la fréquence augmente. Cette constante est influencée par la concentration des lignes de champ électrique dans le substrat. À des fréquences plus élevées, la ligne microstrip se comporte comme un diélectrique homogène, et la [3] constante diélectrique effective approche celle du substrat. Les valeurs initiales de la constante diélectrique effective, appelées valeurs statiques, restent constantes à basse fréquence et augmentent de manière monotone à des fréquences intermédiaires, convergent finalement vers la constante diélectrique du substrat.

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1+12h/W}} \quad [II.1]$$

II.4.1.2 : Longueur effective et Largeur effective et Fréquence de résonance :

En raison des effets de franges, électriquement, le patch de l'antenne microstrip semble être plus grand que ses dimensions physiques. Pour le plan E principal (plan xy), cela est illustré dans la Figure II.11 où les dimensions du patch le long de sa longueur ont été étendues de chaque côté

par une distance [3] ΔL , qui est une fonction de la constante diélectrique effective ϵ_{ref} et du rapport largeur/hauteur (W/h).

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{ref}+0.3)(\frac{W}{h}+0.264)}{(\epsilon_{ref}-0.258)(\frac{W}{h}+0.8)} \quad [\text{II.2}]$$

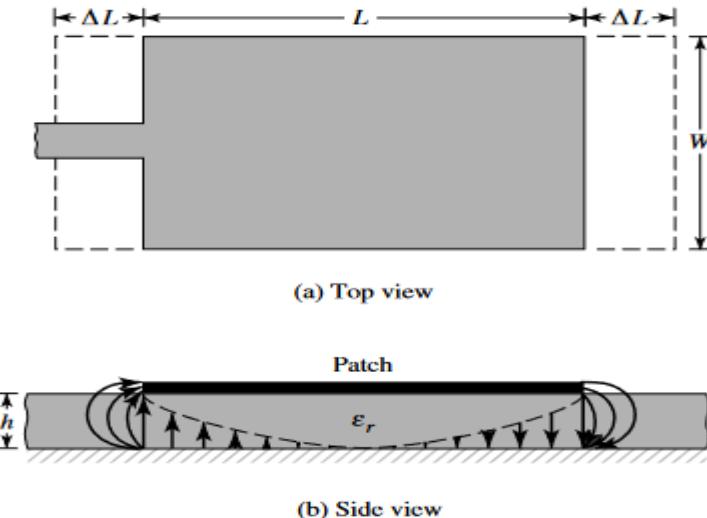


Figure II.11 : Longueurs physiques et effectives d'un patch microruban rectangulaire

Puisque la longueur du patch a été étendue de $3L$ de chaque côté, la longueur effective du patch est maintenant ($L = \lambda/2$ pour le mode TM010 dominant sans franges).

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad [\text{II.3}]$$

Pour le mode dominant TM 010, la fréquence de résonance de l'antenne microstrip est une fonction de sa longueur. Habituellement, elle est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{ref}}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \quad [\text{II.4}]$$

et Largeur effective donne par :

$$w = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \sqrt{2 / (\epsilon_r + 1)} \quad [\text{II.5}]$$

II.4.1.3: bande passante :

La limitation la plus sérieuse de l'antenne micro-ruban est sa bande passante étroite. La largeur de bande peut être définie en termes de son VSWR ou de la variation de l'impédance d'entrée avec la fréquence ou en termes de paramètres de rayonnement. Pour l'antenne à polarisation circulaire, la largeur de bande est définie en termes de rapport axial. Le VSWR est un paramètre très populaire pour déterminer la largeur de bande d'une configuration d'antenne particulière ($1 \leq \text{VSWR} \leq 2$) comme intervalle acceptable pour déterminer la largeur de bande de l'antenne. La largeur de bande est présentée de manière plus concise sous forme de pourcentage.[4]

$$BW\% = \frac{\Delta f}{f_0} \times 100 \quad [II.6]$$

Dans ce contexte, Δf représente la largeur de la plage des fréquences acceptables, et f_0 est la fréquence de résonance de l'antenne. La largeur de bande en pourcentage de l'antenne (RMSA) en fonction des dimensions de la plaque et des paramètres du substrat est donnée approximativement par :

$$BW\% = \frac{A \times h}{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{W}{L}} \quad [II.7]$$

Avec une augmentation de W , la largeur de bande augmente également. Cependant, W doit être pris inférieur à λ pour éviter l'excitation de modes d'ordre supérieur. La largeur de bande de l'antenne MSA peut également être inversement proportionnelle à son facteur de qualité Q et est donnée par :

$$BW = \frac{VSWR-1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad [II.8]$$

La BW est généralement spécifiée comme la plage de fréquences sur laquelle le VSWR est inférieur ou égal à 2.

II.4.2 : Modèle cavité :

Dans le modèle de cavité, le patch microstrip est représenté en supposant que le matériau du substrat est tronqué et ne dépasse pas les bords du patch, comme illustré dans la Figure II.12. Les quatre parois latérales du substrat agissent comme

des parois magnétiques et représentent quatre ouvertures étroites (fentes) à travers lesquelles le rayonnement se produit. La zone intérieure du substrat diélectrique est présentée comme une cavité limitée par des parois électriques (conducteurs) sur le dessus et le dessous. Le champ rayonné est calculé en utilisant le principe d'équivalence. Le champ à l'intérieur de la cavité est supposé égal à zéro, et son influence sur le champ dans la région infinie à l'extérieur est représentée par des courants de surface équivalents sur la surface de la cavité. Par conséquent, les composantes tangentes de H aux fentes sont égales à zéro.[2]

$$J_s = \hat{n} \times H = 0 \quad [\text{II.10}]$$

Seule la densité de courant magnétique équivalente contribue de manière significative au champ rayonné.

$$M_s = \hat{n} \times E$$

Le rayonnement provenant d'une fente (x-y) de courant M_s constant peut être trouvé en utilisant le potentiel vecteur électrique F . Puisque M_s n'a qu'une composante $F = F_y$ a également uniquement une composante y .

$$F_y = \frac{\varepsilon E_0 W h}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \cdot \frac{\sin X}{X} \cdot \frac{\sin Y}{Y}$$

[II.11]

Ou

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi$$

$$Y = \frac{k_0 W}{2} \sin \theta \sin \phi$$

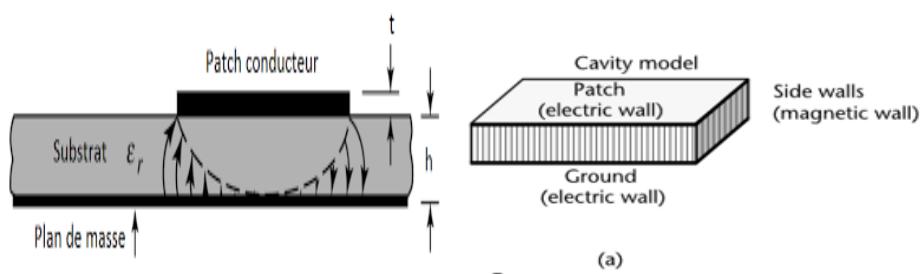


Figure II.12 : Patch microruban (a) mécanisme de rayonnement et (b) représentation du modèle de cavité.

II.5 : Diagramme de rayonnement :

Le rayonnement provient des champs de frange aux deux extrémités ouvertes, , ce qui est équivalent à deux antennes à fente séparées par une distance L. On peut prouver que le champ électrique en champ lointain peut être exprimé comme suit :

$$E = E_0 \sin c \left(\frac{\beta W}{2} \sin e_\theta \sin e_\phi \right) \cos \left(\frac{\beta L}{2} \sin e_\theta \cos e_\phi \right) (\hat{\theta} \cos e_\phi - \hat{\phi} \cos e_\theta \sin e_\phi) \quad [II.12]$$

où β est le nombre d'onde dans l'espace libre. Le premier facteur est le facteur de motif pour une source linéaire uniforme de largeur W dans la direction y et le deuxième facteur est le facteur de réseau pour les deux fentes d'éléments séparées par L dans la direction x . Pour les deux composants, le pic est à $\theta = 0$, ce qui correspond à la direction z. Il a un motif unidirectionnel à large faisceau.[5]

Les diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux sont :

- **Plan E ($\phi = 0^0$) :**

$$E = \hat{\theta} E_0 \cos \left(\frac{\beta L}{2} \sin e_\theta \right) \quad [II.13]$$

- **Plan H ($\phi = 90^0$) :**

$$E = -\hat{\phi} E_0 \sin c \left(\frac{\beta W}{2} \sin e_\theta \right) \cos e_\theta \quad [II.14]$$

II.6 : Pertes des antennes patch :

Les pertes dans les antennes microstrip sont dues aux pertes par conduction, aux pertes par rayonnement et aux pertes diélectriques. Ces pertes affectent l'efficacité de rayonnement des antennes microstrip. Les pertes par conduction sont calculées en utilisant l'expression :[2]

$$\alpha_c = 8.686 \log(R_s / 2WZ_0) \text{ dB/length}$$

$$R_s = \sqrt{\pi f_\mu \rho} \text{ skin resistance}$$

Les pertes diélectriques sont calculées en utilisant l'équation (II.15) :

$$a_d = 27.3 \left(\frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{r_{eff}}}} \right) \left(\frac{\varepsilon_{eff}-1}{\varepsilon_{\epsilon}-1} \right) \left(\frac{\tan\delta}{\lambda} \right) \quad [\text{III.15}]$$

où $\tan(\delta)$ est le coefficient de perte diélectrique.

Les matériaux de substrat à faible tangent de perte diélectrique ont moins de pertes diélectriques, ce qui est bénéfique pour les applications d'antennes.

II.7 : Paramètres S et impédance d'entrée :

L'impédance d'une antenne est un paramètre fondamental pour toutes les antennes fonctionnant en RF. Par conséquent, pour obtenir la meilleure précision, l'impédance devrait être mesurée dans un environnement qui ressemble le plus étroitement possible à celui où elle est censée fonctionner.[2]

Les mesures d'impédance sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Cet outil est utilisé pour mesurer l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence. Il peut tracer le retour d'onde (S11) et le VSWR, tous deux étant des fonctions dépendantes de la fréquence de l'impédance de l'antenne.

II.8 : Conception d'une antenne patch :

Le processus de conception d'une antenne micro-ruban débute par la finalisation des spécifications, déterminées en fonction de l'application spécifique, comme un réseau 5G, un système radar ou une communication mobile sans fil. Ces spécifications comprennent la fréquence de fonctionnement, la largeur de bande, le gain, le diagramme de rayonnement et la polarisation.[2]

Ensuite, le choix du substrat approprié est crucial, suivi de la sélection de l'élément rayonnant, de la taille de l'antenne, du mécanisme d'alimentation et de la technique de simulation électromagnétique. Une attention particulière est accordée à la sélection de l'alimentation pour un élément rayonnant unique et à la conception du réseau d'alimentation pour les antennes en réseau.

En résumé, la conception d'une antenne micro-ruban nécessite une analyse méticuleuse des spécifications, une sélection soignée des composants et une simulation précise pour garantir des performances optimales dans diverses applications de communication.

Pour une fréquence de résonance donnée f_r et une épaisseur de substrat h , nous concevons une antenne micro-ruban rectangulaire afin d'obtenir cette fréquence de résonance (trouver la largeur et la longueur du patch).

La largeur du patch peut être calculée en utilisant la formule suivante :

$$w = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \sqrt{2 / (\epsilon_r + 1)} \quad [\text{II.16}]$$

La permittivité relative effective calcule comme suit :

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12h/w}} \quad [\text{II.17}]$$

La formule d'un facteur de frange, noté ΔL est :

$$\Delta L = 0.412 h (\epsilon_{r_{eff}} + 0.3) (W/h + 0.264) / [(\epsilon_{r_{eff}} - 0.258)(W/h + 0.8)] \quad [\text{II.18}]$$

La longueur effective du patch est :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad [\text{II.19}]$$

L'impédance d'entrée Z_A de l'antenne patch est calculé :

$$Z_a = 90 \left(\frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \right) \left(\frac{L}{w} \right)^2 (\Omega)$$

[II.20]

$$Z_T = \sqrt{50 * Z_a}$$

Ou Z_T est l'impédance de transition

la durée de la transition devrait être :

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{r_e}}}$$

Largeur de la ligne de transmission microstrip 50Ω :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left(1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)}$$

Ou $Z_0 = 50\Omega$

la longueur d'antenne patch microstrip est donne par :

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} - 2\Delta L \quad [II.21]$$

II.8.1 : Critères de sélection du substrat

Le substrat dans les antennes micro-rubans est principalement nécessaire pour le support mécanique de l'antenne. Pour fournir ce support, le substrat doit être constitué d'un matériau diélectrique, qui peut affecter les performances électriques de l'antenne, des circuits et de l'impédance de ligne de transmission. Certains paramètres importants à considérer lors de la sélection du matériau du substrat dans la conception des antennes sont l'excitation des ondes de surface, la dispersion de la constante diélectrique, la tangente de perte du substrat, la perte [2] de cuivre, les effets de la température, les exigences mécaniques (conformabilité, usinabilité, aptitude au soudage, poids, élasticité, etc.) .

II.9 : Techniques d'adaptation d'impédance :

Les techniques d'adaptation d'impédance peuvent être largement classées en deux catégories : méthode distribuée et méthode à éléments discrets. Dans cette section, les détails de chaque méthode sont développés pour une meilleure compréhension. [6]

II.9.1 : Adaptation d'impédance distribuée Méthode :

La méthode de correspondance d'impédance distribuée consiste à ajuster l'impédance de l'antenne en effectuant des modifications structurelles telles que l'utilisation de stubs, de transformateurs quart d'onde, de lignes coniques, etc. Elle vise à minimiser les réflexions d'impédance entre l'antenne et la ligne d'alimentation pour optimiser le transfert d'énergie. Pour une correspondance en

bande étroite, un transformateur quart d'onde à une seule section et un tronçon simple sont utilisés, tandis que pour une correspondance en large bande, des transformateurs à plusieurs sections et des lignes coniques sont employés pour ajuster l'impédance sur une gamme étendue de fréquences.[6]

II.9.1.1 : Adaptation d'impédance via un transformateur quart de longueur d'onde :

Un transformateur d'impédance permet d'adapter parfaitement deux impédances différentes dans un système. Lorsque la charge n'est pas adaptée à la source, des ondes stationnaires se forment, empêchant le transfert total de puissance vers la charge et entraînant un stockage de puissance pouvant endommager le système lorsqu'elle est renvoyée à la source. Un transformateur quart d'onde offre une adaptation étroite à une seule fréquence, tandis qu'une adaptation à large bande est souvent préférée. Cela peut être réalisé avec un transformateur d'adaptation à plusieurs sections ou des lignes effilées, augmentant la largeur de bande d'impédance avec le nombre de sections.[6]

- *transformateur quart d'onde unique :*

le patch d'antenne microstrip peut être mis en correspondance avec la ligne d'alimentation ($Z_0 \Omega$) en utilisant une ligne de transmission de quart d'onde ($Z_q \Omega$),

L'impédance d'entrée au début de la ligne de quart d'onde est donnée par l'équation :

$$Z_{in} = Z_0 = \frac{Zq^2}{Z_a}$$

l'impédance d'entrée de l'antenne est approximée par l'équation :

$$Z_a = 90 \left(\frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1} \right) \left(\frac{L}{w} \right)^2 (\Omega)$$

$$Z_q = \sqrt{50 * Z_a}$$

Largeur de la ligne de transmission microstrip 50Ω :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r_{eff}} \left(1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{\omega}{h} + 1.444 \right) \right)}}$$

II.9.1.2 : Adaptation d'impédance à large bande via Ligne conique :

Plutôt que d'utiliser un réseau d'adaptation d'impédance avec un changement d'impédance par étapes, une autre structure de mise en correspondance peut être employée, présentant une impédance variable de manière continue le long de sa longueur. Ce type de réseau, appelé réseau d'adaptation large bande à impédance conique, dépend de la longueur L de la ligne conique et de la fonction de conicité $Z_1(z)$. Selon le comportement de cette fonction, la ligne conique peut être classée en trois catégories : conicité exponentielle, conicité triangulaire et conicité de Klopfenstein.[6]

II.9.2 : Adaptation d'impédance par Lumped Méthode des éléments :

Dans cette approche, au lieu de modifier la géométrie de l'antenne, un réseau passif tente d'égaliser le déséquilibre d'impédance entre la source et l'antenne. Des éléments discrets tels que des condensateurs (condensateur à puce, condensateur MIM, condensateur à espace inter-digital), des inductances (inductance à puce, inductance en boucle, inductance spirale) et des résistances (résistance à puce, résistance plane) sont utilisés pour mettre en correspondance l'impédance de l'antenne avec l'alimentation. Pour les fréquences proches de 1 GHz, les réseaux de correspondance à travers des éléments discrets peuvent être réalisés facilement car la taille des éléments discrets est suffisamment petite par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement.

- **Réseau de correspondance d'éléments regroupés pour : ($R_L > Z_0$) :**

Toute combinaison de condensateurs ($X < 0$, $B > 0$) ou d'inducteurs ($X > 0$, $B < 0$) est utilisée pour réaliser la réactance jX et la susceptance jB . Pour un réseau adapté, l'impédance d'entrée Z_{in} doit être égale à Z_0 .

$$Z_{in} = Z_0 = jX + \left(jB + \frac{1}{Z_L}\right)^{-1} \quad [II.22]$$

- **Réseau de correspondance d'éléments regroupés pour : ($R_L < Z_0$) :**

Pour un réseau adapté, l'admittance d'entrée Y_{in} doit être égale à $\frac{1}{Z_0}$.

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_0} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + jX_L)}$$

II.10 : Réseaux d'antennes :

Un réseau d'antennes est par définition l'association régulière d'antennes identiques pour créer un rayonnement de forme particulière. La puissance rayonnée est donc plus grande puisqu'on multiplie le nombre d'éléments rayonnants. Le rayonnement résulte de l'addition en phase des champs provenant de chaque élément. Les combinaisons possibles sont donc nombreuses et entraînent une grande souplesse dans la conception de réseaux.[1]

Les applications des réseaux d'antennes sont nombreuses et utilisent tout type d'éléments : cornets, antennes filaires, antennes plaquées, etc.

Le réseau occupant un espace plus important que l'antenne élémentaire, son diagramme de rayonnement est plus étroit puisque sa directivité augmente avec sa surface, . On parvient facilement à augmenter le gain de l'antenne élémentaire de 10 à 15 dB. Le réseau est donc globalement plus puissant et plus directif que l'antenne élémentaire. Un autre avantage du réseau d'antennes tient au fait que le choix d'un déphasage régulier entre les éléments fixe une orientation du faisceau, dans l'espace dans certaines limites d'angles.

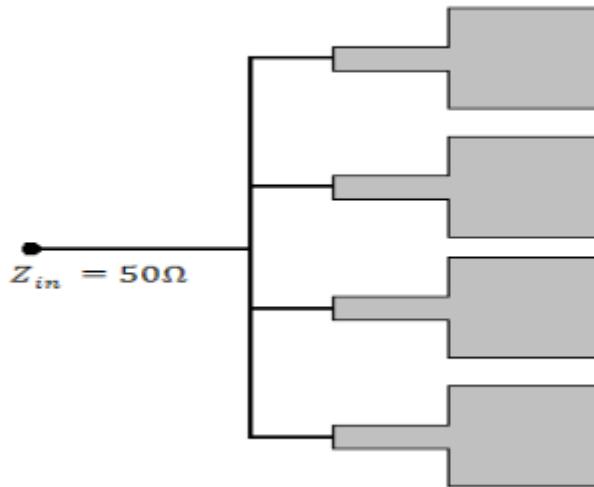


Figure II.13 : reseaux des antennes microstrip.

Lors de la conception de réseau, le couplage entre les antennes élémentaires est un point délicat car ce couplage modifie légèrement les caractéristiques de rayonnement et d'adaptation. En particulier la bande passante du réseau est un peu plus large que celle de l'antenne élémentaire du fait des couplages.

II.10.1 : Réseau à déphasage (balayage) :

Les antennes à réseau phasé se composent de multiples éléments d'antenne fixes, qui sont alimentés de manière cohérente et utilisent un contrôle variable de la phase ou du délai de temps à chaque élément pour balayer un faisceau à des angles donnés dans l'espace. Un contrôle variable de l'amplitude est parfois également utilisé pour façonnier le diagramme de rayonnement. Les réseaux sont parfois utilisés à la place des antennes à ouverture fixe (réflecteurs, lentilles), car la multiplicité des éléments permet un contrôle plus précis du diagramme de rayonnement, aboutissant ainsi à des lobes secondaires plus faibles ou à une mise en forme précise du diagramme. Cependant, la raison principale de l'utilisation des réseaux est de produire un faisceau directif qui peut être repositionné (balayé) électroniquement.[10]

II.11 : Facteur de réseau :

Considérons un réseau à N éléments identiques, ayant la même orientation. L'antenne affectée de l'indice i est repérée par le vecteur \vec{r}_i . On note \vec{R}_i la distance entre cette antenne et le point d'observation M, placé à grande distance.[1]

Considérons une antenne de référence placée à l'origine O, indépendamment du fait qu'une antenne réelle y soit placée. O est choisi comme centre de phase pour cette antenne et pour le réseau. Le champ électrique créé par cette antenne est donné par :

$$\vec{E}_0(r, \theta, \phi) = \vec{f}(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}$$

Toutes les antennes sont physiquement identiques. Elles sont alimentées avec une amplitude c_i et une phase α_i . Le champ total rayonné est la somme vectorielle des champs créés par chacune des antennes :

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \sum_{i=1}^N c_i e^{j\alpha_i} \vec{f}(\theta, \phi) \frac{e^{-jkR_i}}{4\pi R_i}$$

Le point d'observation M étant situé à grande distance, la relation entre les grandeurs géométriques devient :

$$R_i \approx r - \vec{u} \cdot \vec{r}_i$$

on introduisant cette relation dans l'expression du champ total :

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \sum_{i=1}^N c_i e^{j\alpha_i} \vec{f}(\theta, \phi) \frac{e^{-jk(r - \vec{u} \cdot \vec{r}_i)}}{4\pi r_i}$$

la fonction inverse varie beaucoup moins vite que la fonction exponentielle. Ceci nous permet d'écrire :

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \frac{\vec{f}(\theta, \phi)}{4\pi r} e^{-jkr} \sum_{i=1}^N c_i e^{j\alpha_i + jk\vec{u} \cdot \vec{r}_i}$$

le facteur de réseau FR est alors défini par :

$$F_R(\theta, \phi) = \left| \sum_{i=1}^N c_i e^{j\alpha i + jk\vec{u} \cdot \vec{r}_i} \right|^2$$

II.12 : Utilisations des réseaux d'antennes :

Un réseau d'antennes (souvent appelé un 'réseau à commande de phase') est un ensemble de 2 ou plusieurs antennes. Les signaux provenant des antennes sont combinés ou traités afin d'obtenir des performances améliorées par rapport à une seule antenne. Le réseau d'antennes peut être utilisé pour :

- augmenter le gain global.
- fournir une réception de diversité.
- annuler les interférences provenant d'un ensemble particulier de directions.
- "orienter" le réseau de manière à ce qu'il soit le plus sensible dans une direction particulière.
- déterminer la direction d'arrivée des signaux entrants.
- maximiser le rapport signal sur bruit plus interférence (SNR).

II.15 : Conclusion :

Ce chapitre a exploré en profondeur les antennes microstrip, des composants essentiels dans les domaines de la communication et du radar. En mettant l'accent sur leur description, leurs méthodes d'analyse, leur alimentation, et leurs caractéristiques de rayonnement, nous avons souligné leur importance dans la conception de systèmes efficaces et adaptés aux besoins spécifiques des applications modernes. En comprenant et en maîtrisant ces concepts, les ingénieurs peuvent créer des solutions d'antennes microstrip optimales pour une variété d'applications, tout en garantissant des performances fiables et efficaces.

Chapitre 3 :

Conception et Simulation EM d'une
CONCEPTION ET SIMULATION EM D'UNE

antenne
ANTENNE

microstrip
MICROSTRIP

III.1 : Introduction :

Dans ce chapitre nous allons mettre en application les étapes de conception étudiées dans le deuxième chapitre, d'une antenne patch rectangulaire. Nous allons d'abord exploiter les considérations théoriques qui ont mené aux différentes expressions liant les grandeurs physiques de l'antenne patch à ses caractéristiques électriques et électromagnétiques pour procéder à sa conception. Les dimensions du patch sont la longueur, la largeur et l'épaisseur du diélectrique ainsi que la constante diélectrique du substrat, et la tangente de pertes. Les caractéristiques électriques et électromagnétiques comprennent la bande passante, l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement dont les paramètres les plus importants et qui sont les seuls considérés ici, sont la directivité, le gain, et l'angle d'ouverture. Après application des expressions liant les deux grandeurs des différents paramètres de l'antenne sont calculés. En partant de la fréquence de résonance, qui est en fait le seul paramètre du cahier de charge, la longueur et la largeur du patch sont calculées. Ensuite Les caractéristiques électriques et électromagnétiques en découlent. Cette antenne sera analysée par le logiciel AWR qui sera introduit au paragraphe suivant. Les résultats issus de cette simulation donnant les caractéristiques électriques et électromagnétiques seront confrontées à ces mêmes caractéristiques obtenues par des calculs théoriques.

III.2 : Description du logiciel AWR :

Le logiciel AWR utilise des techniques de simulation numérique, principalement la Méthode des Éléments Finis (FEM) et la Méthode des Moments (MoM), pour modéliser et analyser les structures micro-ondes. Ces méthodes permettent de résoudre les équations de Maxwell afin de prédire la distribution des champs électromagnétiques, l'impédance, et les paramètres de diffusion dans les structures étudiées. AWR offre des analyses à la fois en domaine temporel et fréquentiel, ce qui est essentiel pour comprendre le comportement des composants micro-ondes sous différentes conditions.

1. Méthode des Éléments Finis (FEM) :

- Divise les structures complexes en petits éléments pour résoudre les équations de Maxwell.
- Permet une analyse détaillée des champs électromagnétiques dans les structures en 3D.

2. Méthode des Moments (MoM) :

- Utilisée principalement pour les problèmes d'antennes et de radiation.
- Permet de résoudre les équations intégrales sur les surfaces des conducteurs.

Points Forts :

1. **Haute Précision** : AWR fournit des résultats précis en simulant des interactions électromagnétiques complexes au sein des structures micro-ondes, ce qui est crucial pour des conceptions fiables.
2. **Analyse Complète** : Il offre des capacités d'analyse en 2D et 3D, permettant une compréhension approfondie des comportements complexes des systèmes micro-ondes.
3. **Outils d'Optimisation** : Le logiciel comprend des outils d'optimisation puissants qui permettent d'ajuster automatiquement les paramètres de conception pour répondre à des critères de performance spécifiques.
4. **Intégration** : AWR s'intègre facilement avec d'autres outils de CAO, facilitant un flux de travail de conception fluide depuis la conception initiale jusqu'au prototype.

Application en Pratique

AWR est couramment utilisé dans la conception et l'optimisation de divers composants micro-ondes tels que les antennes, les filtres et les coupleurs. Les ingénieurs l'utilisent pour valider des conceptions avant le prototypage physique, réduisant ainsi les coûts et améliorant la fiabilité des systèmes micro-ondes.

En résumé : AWR est un outil puissant pour la simulation des structures micro-ondes, offrant des avantages significatifs en termes de précision et d'analyse complète. Cependant, sa complexité, ses exigences en ressources et son coût peuvent poser des défis pour certaines applications.

III.3 : Simulation d'un patch rectangulaire :

Ce projet consiste à simuler une antenne patch pour une fréquence de résonance donnée et à valider les méthodes d'analyse théorique évoquées dans les deux premiers chapitres.

Cahier de charges

- la permittivité diélectrique du substrat : $\epsilon_r = 4.6$.
- l'épaisseur du substrat diélectrique : $h=1.6$ mm.
- la fréquence de résonance : $f_r=2,37$ GHz.
- la tangente des pertes $\delta = 0.0005$.
- l'adaptation à la ligne 50Ω .
- l'alimentation par ligne microstrip.

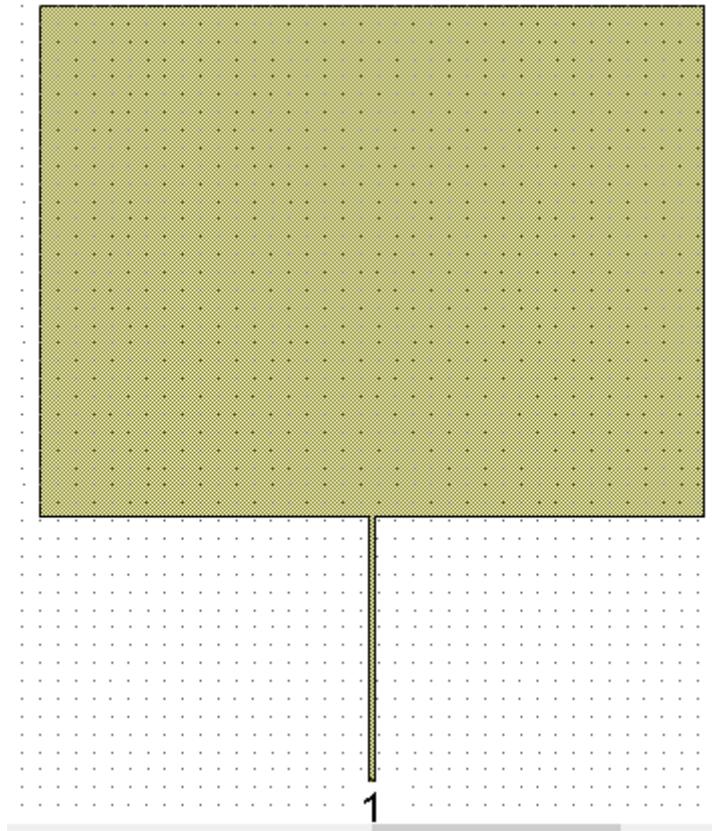


Figure 6 : Patch rectangulaire.

En suivant les étapes détaillées dans le deuxième chapitre paragraphe II.8 on procède aux calculs suivants.

Calcul de la largeur du patch :

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \sqrt{2 / (\epsilon_r + 1)} = \frac{0.3}{2 \times 2.4} \sqrt{2 / (4.6 + 1)} = 37.35$$

mm

Calcul de la permittivité effective :

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12h/W}} = \frac{4.6 + 1}{2} + \frac{4.6 - 1}{2\sqrt{1 + 12 \times 1.6 / 37.19}} \\ = 4.26$$

Calcul de la correction de la longueur du patch :

$$\Delta L/h = 0.412 (\epsilon_{r_{eff}} + 0.3) (W/h + 0.264) / [(\epsilon_{r_{eff}} - 0.258)(W/h + 0.8)]$$

$$\Delta L = 0.412 \times 1.6 \times 10^{-3} \frac{(4.26+0.3)\left(\frac{37.35}{1.6}+0.264\right)}{(4.26-0.258)\left(\frac{37.35}{1.6}+0.8\right)} = 0.73 \text{ mm}$$

Calcul de la longueur physique (réelle) du patch :

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} - 2\Delta L$$

$$= \frac{0.3}{2 \times 2.44 \sqrt{4.26}} - 2 \times 0.73 \times 10^{-3} = 28.32 \text{ mm}$$

L'impédance d'entrée Z_A :

$$Z_A = 90 \left(\frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \right) \left(\frac{L}{w} \right)^2 = 90 \left(\frac{4.6}{4.6 - 1} \right) \left(\frac{28.32}{37.35} \right)^2 = 316.14 \Omega$$

Pour adapter cette impédance à la ligne 50Ω l'impédance caractéristique de la ligne transition doit avoir la valeur :

$$Z_T = \sqrt{50 * Z_A} = \sqrt{50 * 316.14} = 125.73 \Omega$$

La largeur W_T de la ligne microstrip correspondante est obtenue en résolvant :

$$Z_T = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8h}{w_T} + \frac{w_T}{4h} \right) = \frac{60}{\sqrt{4.6}} \ln \left(\frac{8*1.6}{w_T} + \frac{w_T}{4/1.6} \right)$$

ce qui donne :

$$W_T = 0.32 \text{ mm.}$$

III.3.1 : Analyse du diagramme TOS :

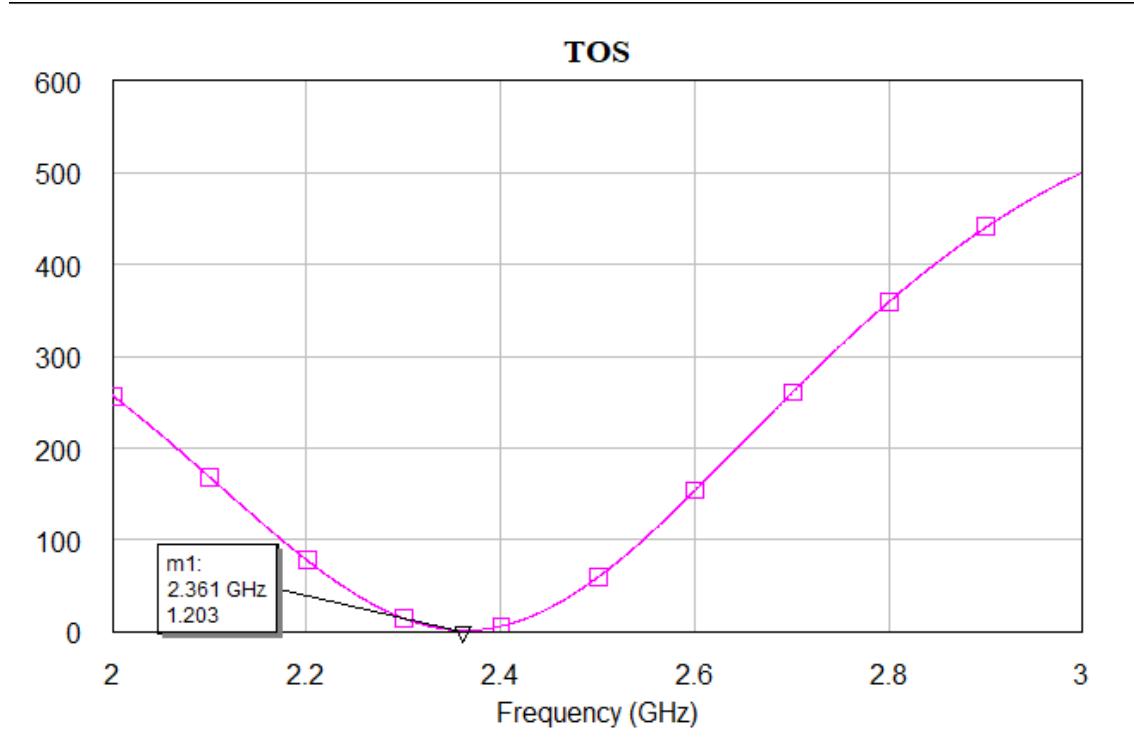


Figure 7 : Le Taux d'Onde Stationnaire (TOS).

La figure III.2 montre un graphique du **Rapport d'Onde Stationnaire (TOS)** pour l'antenne sur une plage de fréquences allant de 2 GHz à 3 GHz. Aux fréquences proches à celle de résonance le TOS est de 1.20, indiquant une bonne adaptation d'impédance. La majorité de la puissance est transférée à l'antenne avec des pertes minimales dues à la réflexion.

III.3.2 : La bande passante :

Mesure de la Bande Passante à Partir du Graphique S11 :

Le graphique (figure III.3) montre la réponse en fréquence du paramètre S_{11} (réflexion ou retour de perte). Sur le graphique, la fréquence de résonance est marquée 2,36 GHz à une perte de retour de -29.64 dB.

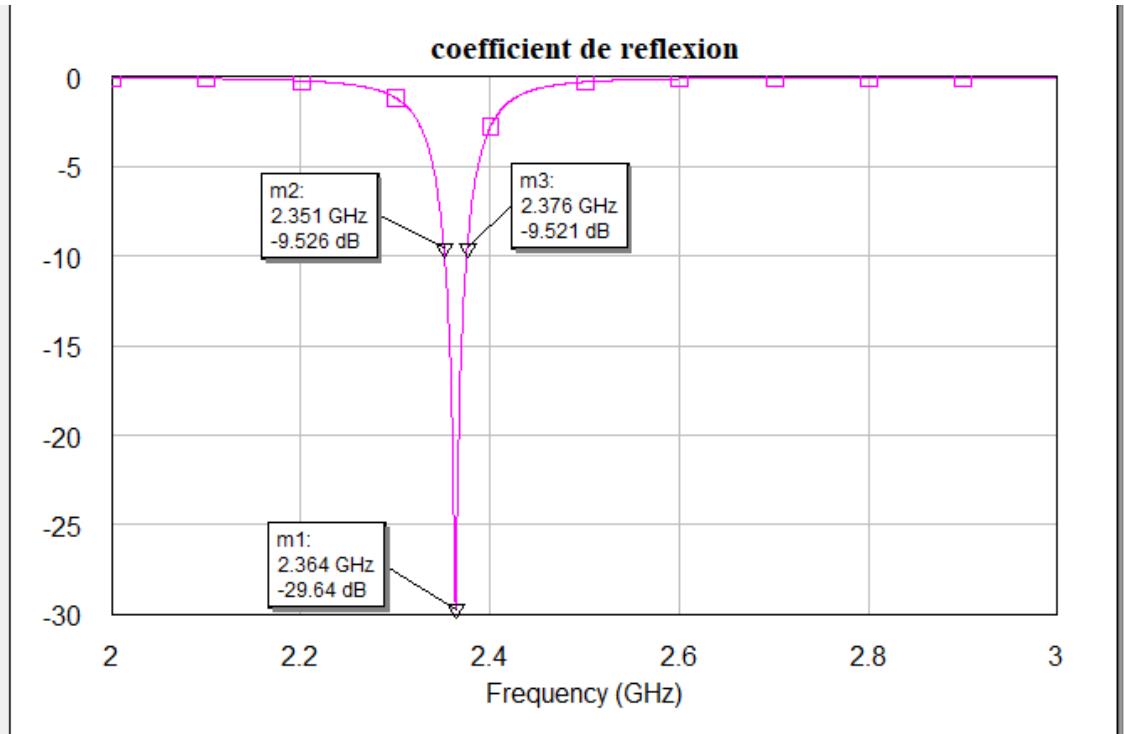


Figure 8 :coefficient de reffexion .

La bande passante d'une antenne est généralement définie comme la gamme de fréquences où le S_{11} est inférieur à une certaine valeur, souvent -10 dB. Cela correspond à une onde réfléchie maximale de 10% de la puissance incidente. On peut lire du graphique l'intervalle des fréquences $[f_1 \ f_2]$ sur laquelle cette condition est satisfaite :

$$f_1 = 2.376 \text{ GHZ}$$

$$f_2 = 2.351 \text{ GHZ}$$

La bande passante est donc :

$$\text{Bande passante} = \Delta f = f_2 - f_1$$

$$\Delta f = 2.376 - 2.351 = 0.025 \text{ GHZ}$$

La bande passante relative est :

$$\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \times 100\%$$

$$\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{0.025}{2.36} \times 100\% = 1.1\%$$

La bande passante relative de 1,388 % indique que l'antenne a une bande passante étroite. Cela signifie qu'elle est bien adaptée pour des applications où une large

bande passante n'est pas nécessaire, comme certaines applications spécifiques de communication sans fil.

III.3.3 : L'impédance d'entrée :

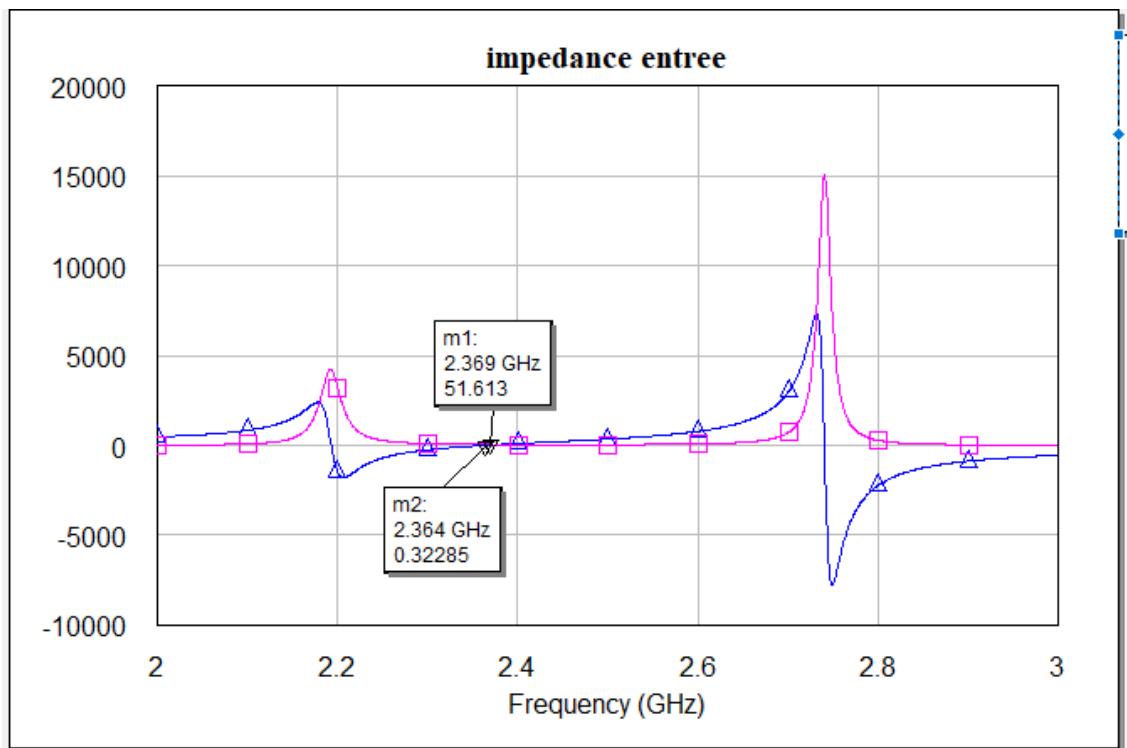


Figure 9 : L'impédance d'entrée en fonction de fréquence.

À la fréquence de résonnance $\text{Re}(Z) = 51.613 \Omega$ signifiant que l'antenne est bien adaptée.

L'impédance d'entrée à la résonnance est :

$$Z = 51.61 + 0.3 i .$$

III.3.4 : Le Diagramme de rayonnement :

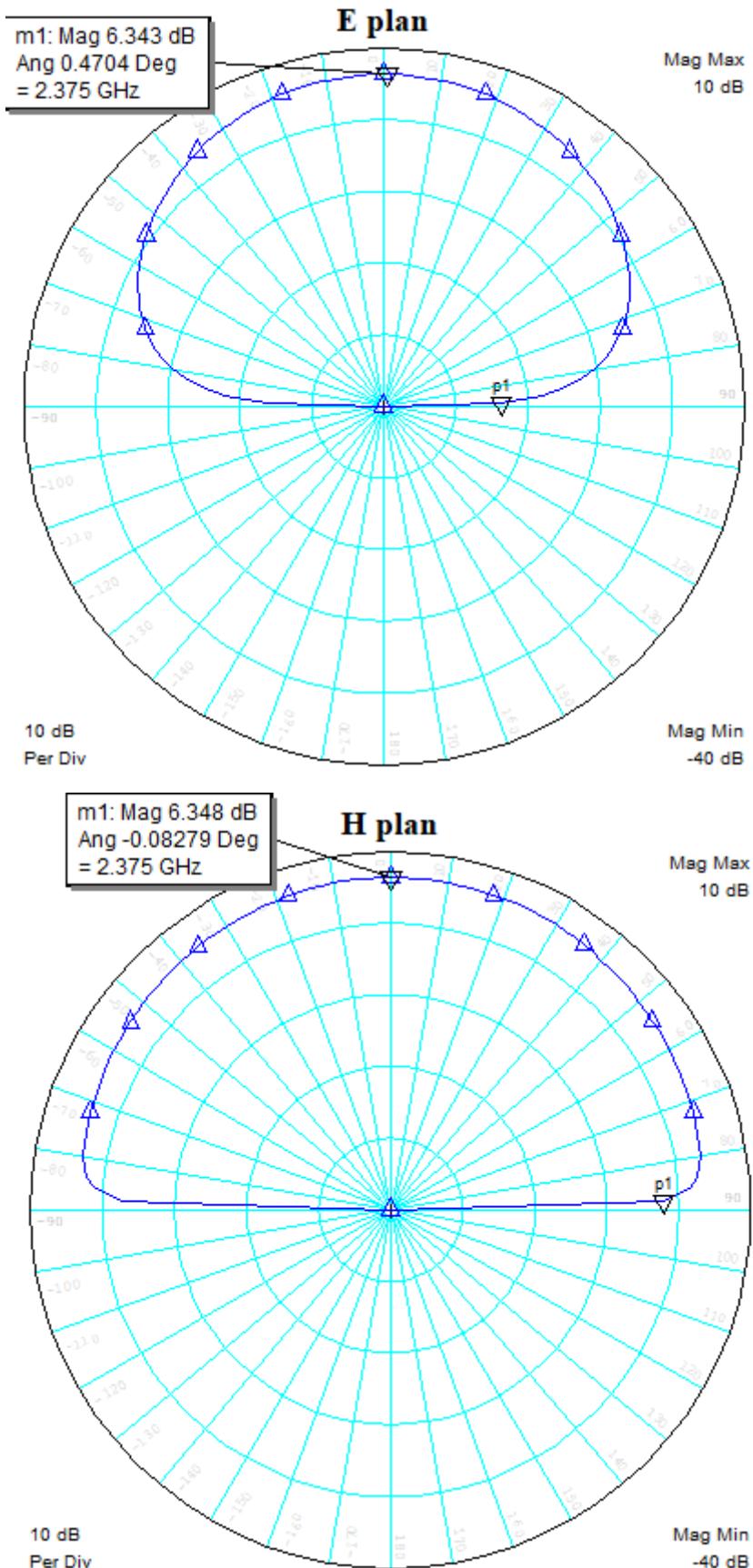


Figure 10 : Le diagramme de rayonnement .

III.3.5 : La directivité :

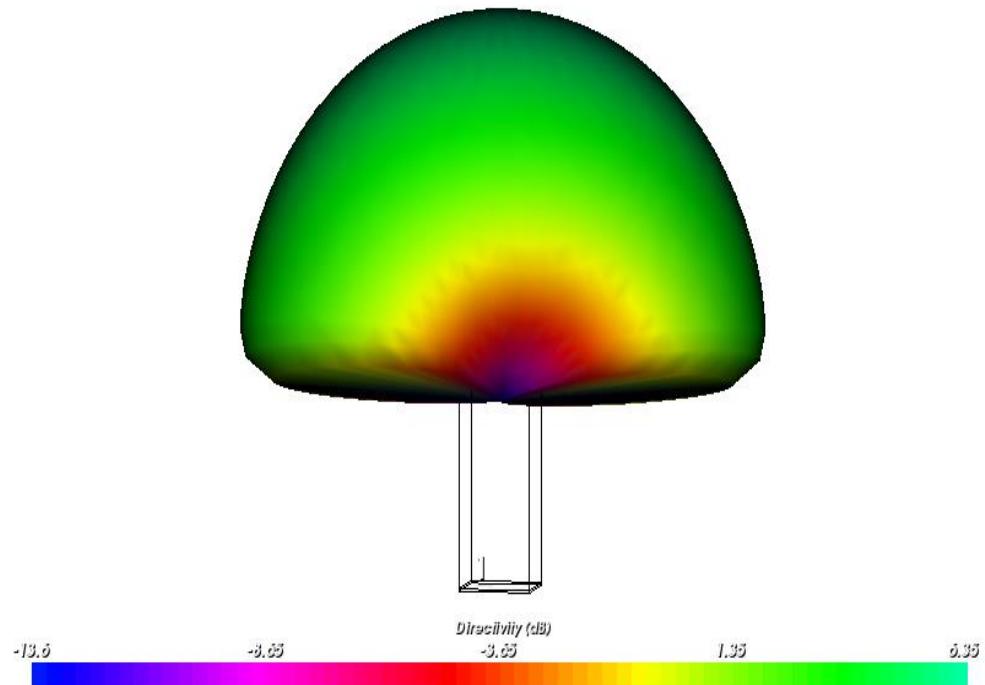


Figure 11 : La directivité

D'après la figure III.6, la directivité du patch rectangulaire mesurée à la fréquence de résonnance 2.36 GHZ est 6.35 dB.

III.3.6 : Le gain :

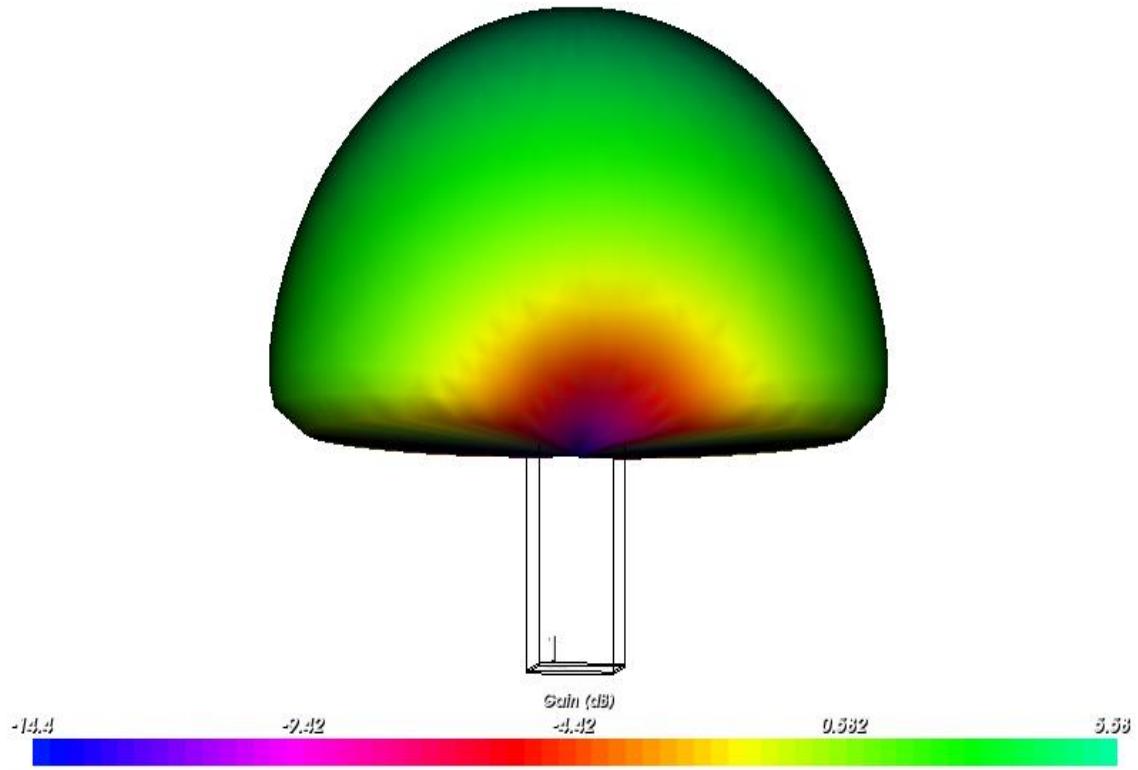


Figure 12 : Le gain

D'après la figure III.7, le gain mesuré à la fréquence de résonnance est de 5.58 dB

III.4 : Simulation d'un réseau constitué de 2 patchs rectangulaires :

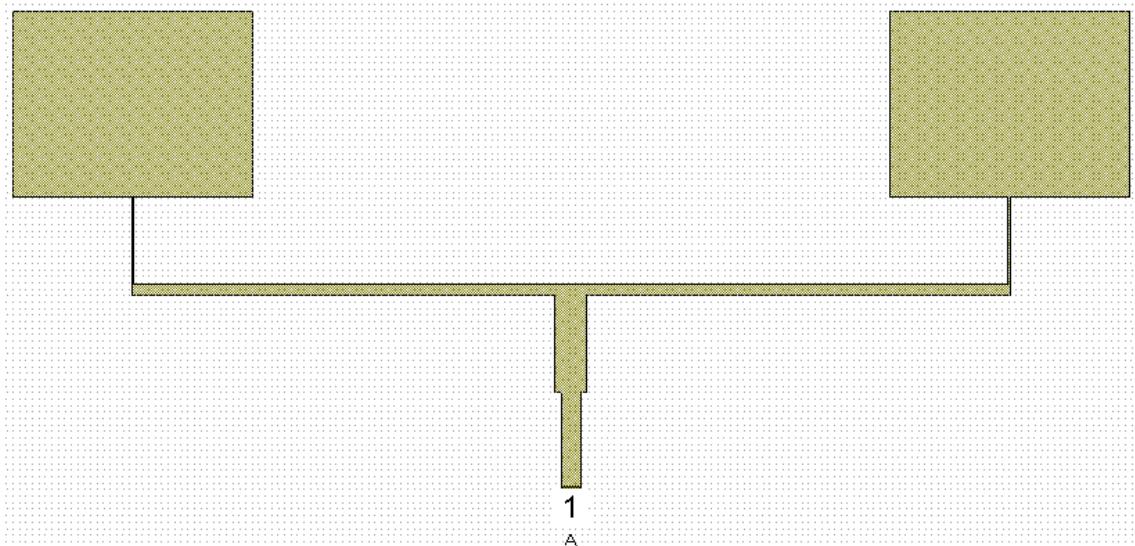


Figure 13 : Le réseau d'antenne à 2 patchs rectangulaires.

III.4.1 : Le TOS :

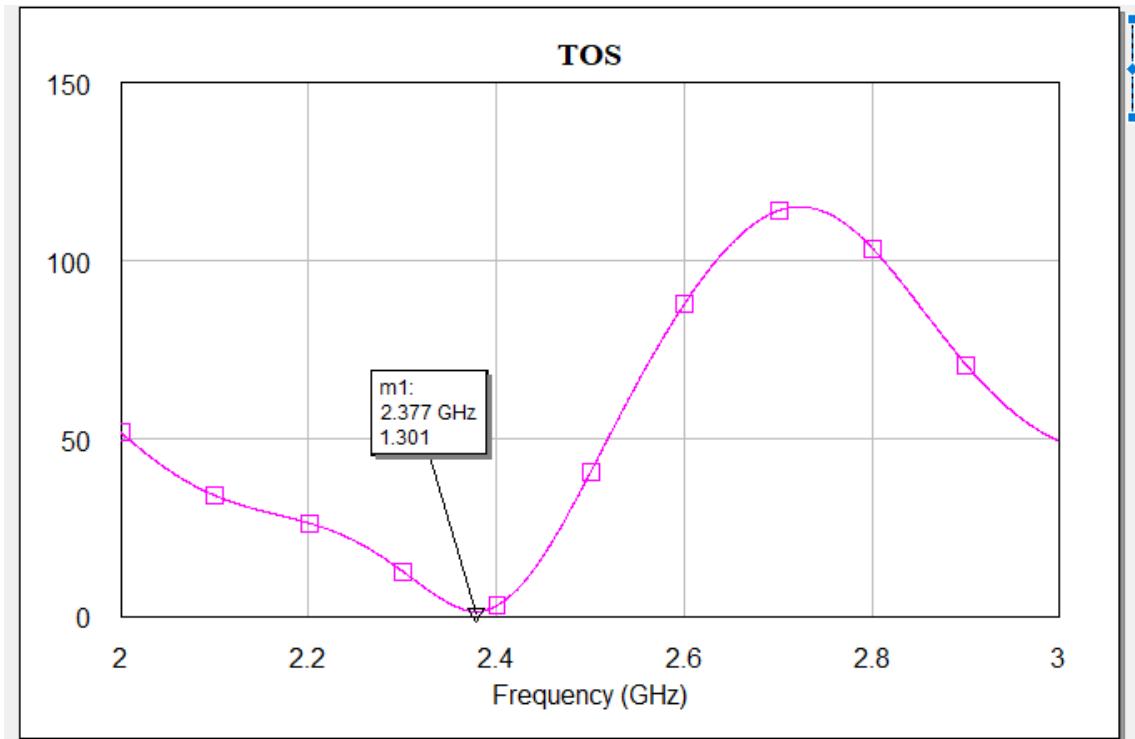


Figure 14 : Le TOS en fonction de la fréquence.

La figure III.9 montre un graphique du TOS en fonction de la fréquence d'un réseau d'antenne constitué de 2 patchs rectangulaires.

L'antenne est bien adaptée autour de 2,37 GHz avec un TOS de 1,3, indiquant un transfert de puissance efficace et une réflexion minimale à cette fréquence.

TOS= 1.3 < 2

III.4.2 : La bande passante :

Une bande passante utile pour une réseau d'antenne de 2 patch rectangulaire est définie par la plage de fréquences où la perte par réflexion (S_{11}) est inférieure à -10 dB. Cela correspond à un TOS inférieur à environ 2.

Les fréquences marquées sur le graphique (m2 et m3) indiquent des points proches des limites de la bande passante définie par $S_{11} < -10$ dB.

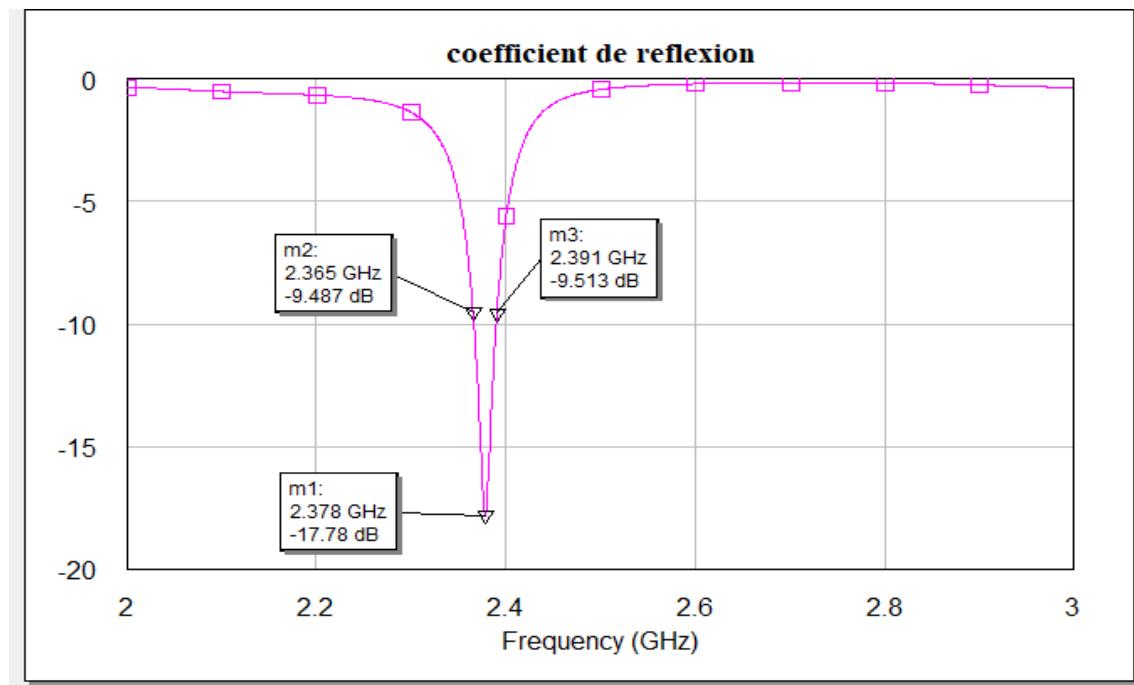


Figure 15 : Le coefficient S_{11} du réseau à 2 patchs rectangulaires.

Pour déterminer précisément la bande passante, nous utilisons les fréquences limites où S_{11} atteint -10 dB :

$$f_1 : 2,391 \text{ GHz}$$

$$f_2 : 2,365 \text{ GHz}$$

La bande passante est donc :

$$\text{Bande passante} = \Delta f = f_2 - f_1$$

$$\Delta f = 2.391 - 2.365 = 0.036 \text{ GHZ}$$

La bande passante relative est :

$$\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \times 100\%$$

$$\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{0.026}{2.37} \times 100\% = 1.101\%$$

III.4.3 : L'impédance d'entrée :

À **2,37 GHz** (m1), l'impédance est de 52.46Ω , suggérant un point d'intérêt, peut-être proche d'une condition d'adaptation pour un système de 50 ohms, ce qui est typique dans la conception RF.

À **2,38 GHz** (m2), l'impédance est de 0.7 ohms, ce qui pourrait indiquer un autre point critique, potentiellement une impédance minimale ou un point proche de la résonance.

L'impédance d'entrée à la résonance est :

$$Z=52.46 +0.7 i$$

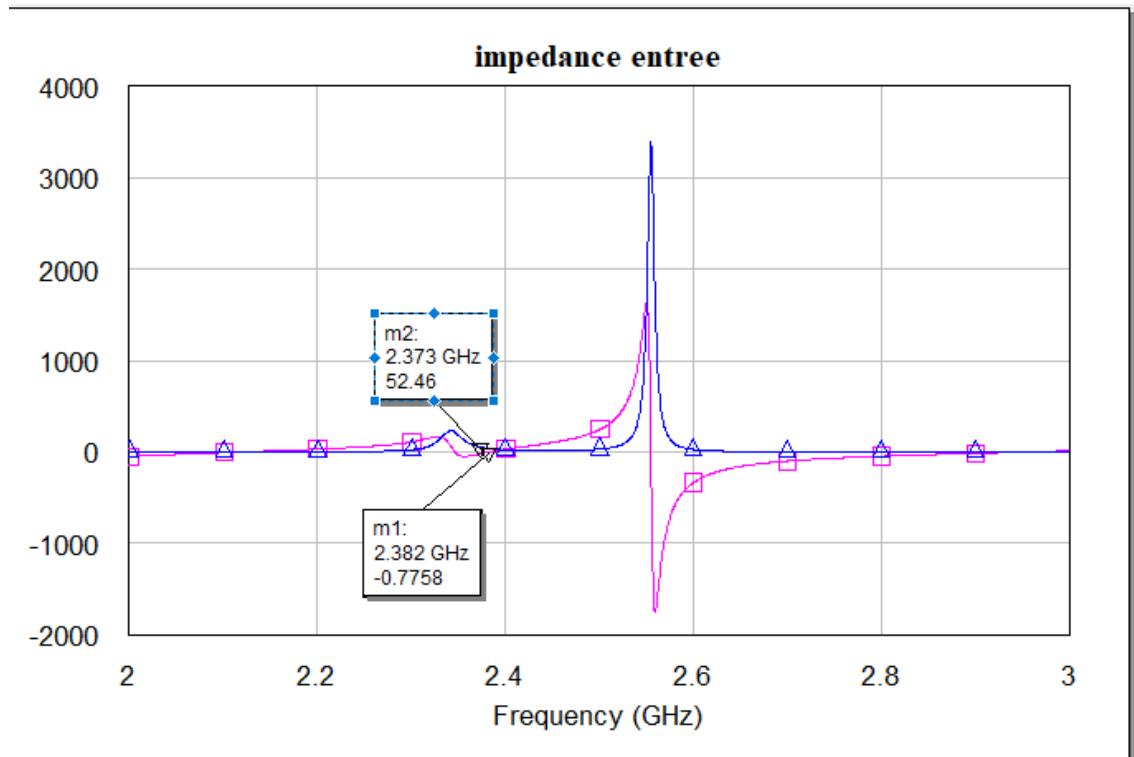


Figure 16 : L'impédance d'entrée du réseau à 2 patchs rectangulaires.

III.4.4 : Le diagramme de rayonnement :

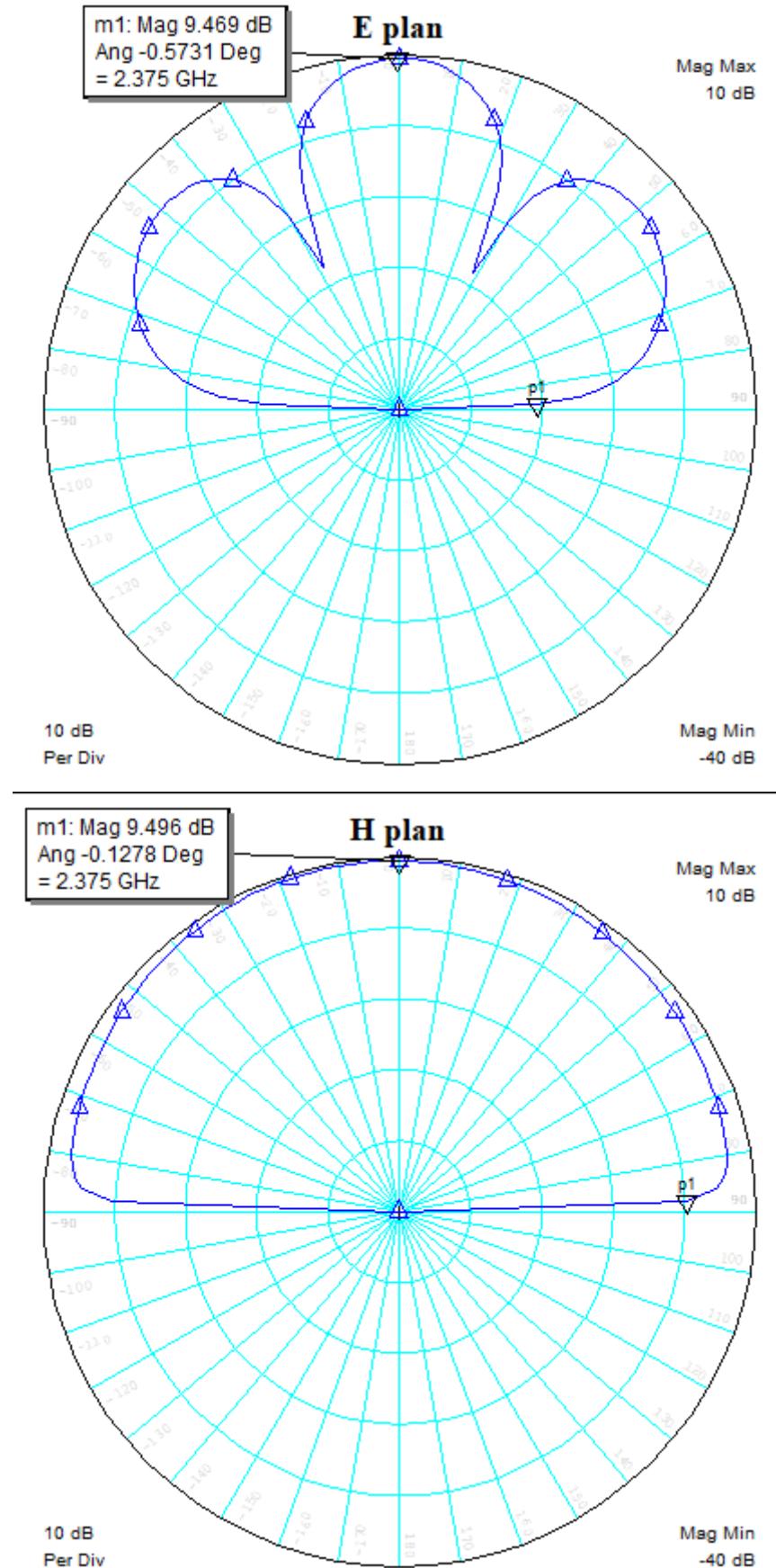


Figure 17 : Le diagramme de rayonnement du réseau à 2 patchs rectangulaires.

III.4.5 : La directivité :

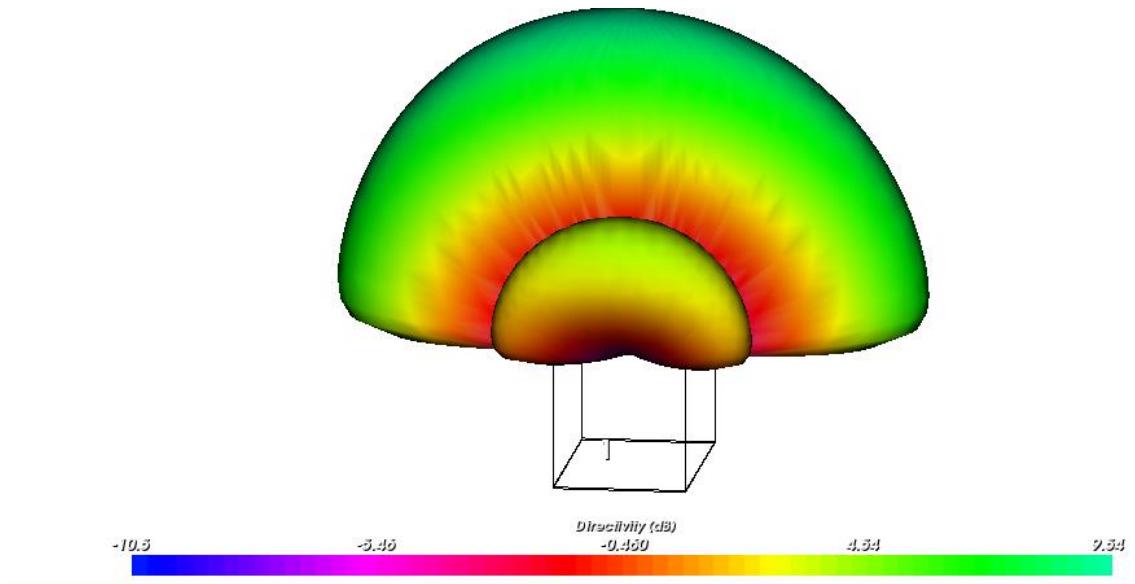


Figure 18 : La directivité du réseau d'antenne à 2 patchs rectangulaires.

La directivité mesurée du réseau à 2 patchs rectangulaires à la fréquence de résonnance est de 9.54 dB

III.4.6 : Le gain :

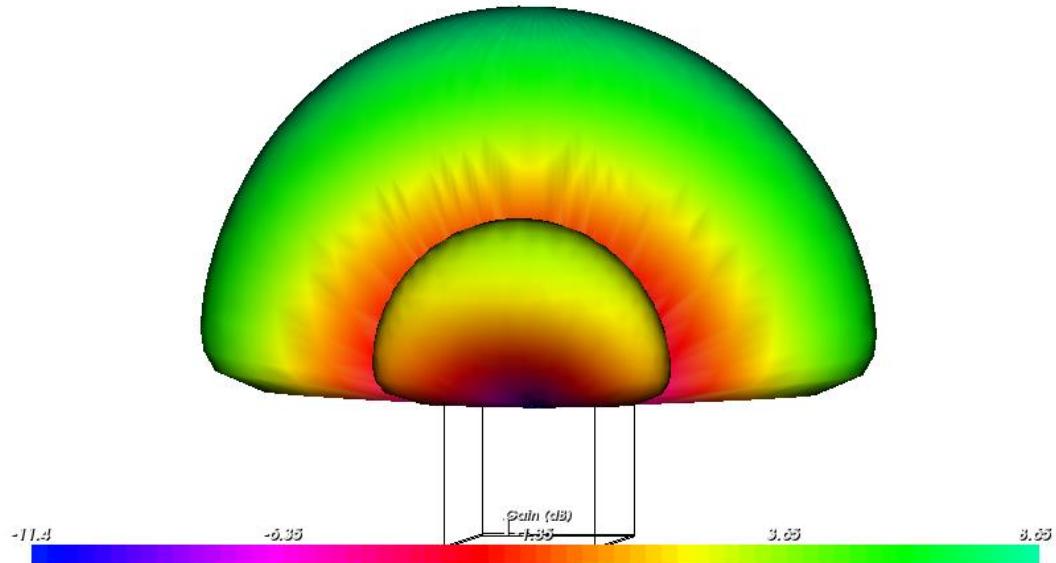


Figure 19 : Le gain du réseau à 2 patchs rectangulaires.

Le gain mesuré du réseau à 2 patchs rectangulaires à la fréquence de résonnance est de 9.5 dB.

III.5 : Simulation d'un réseau constitué de 4 patchs rectangulaires :

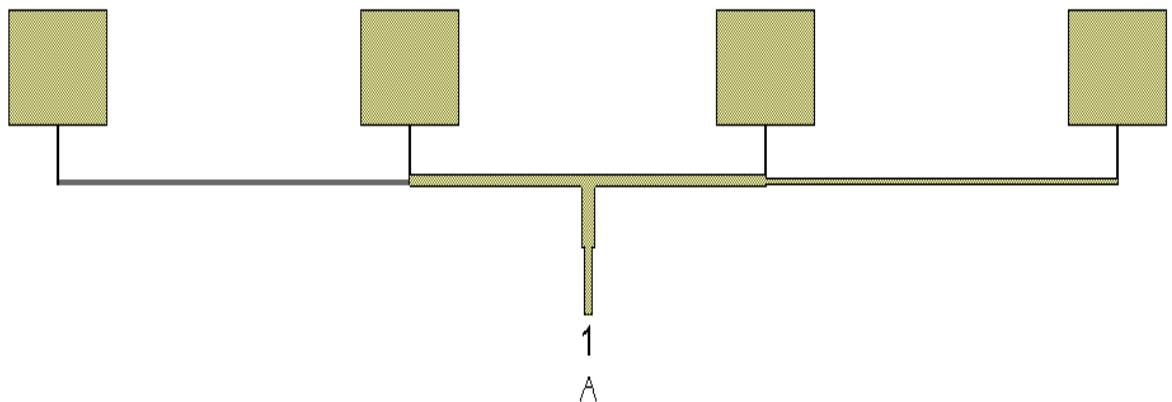


Figure 20 : Le réseau d'antennes à 4 patchs rectangulaires.

III.5.1 : Le TOS :

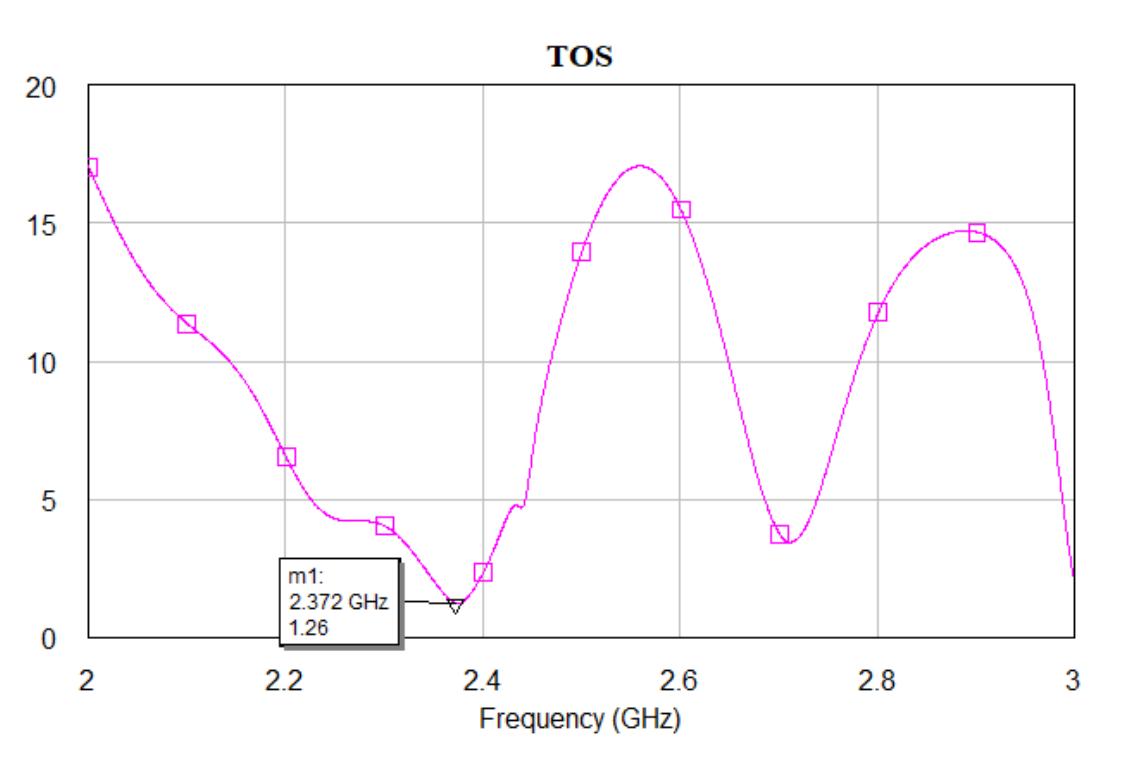


Figure 21 : Le TOS du réseau d'antenne à 4 patchs rectangulaires.

À la fréquence de 2,37 GHz, le TOS est de 1,26. Ce TOS montre une excellente adaptation d'impédance à cette fréquence.

III.5.2 : La bande passante :

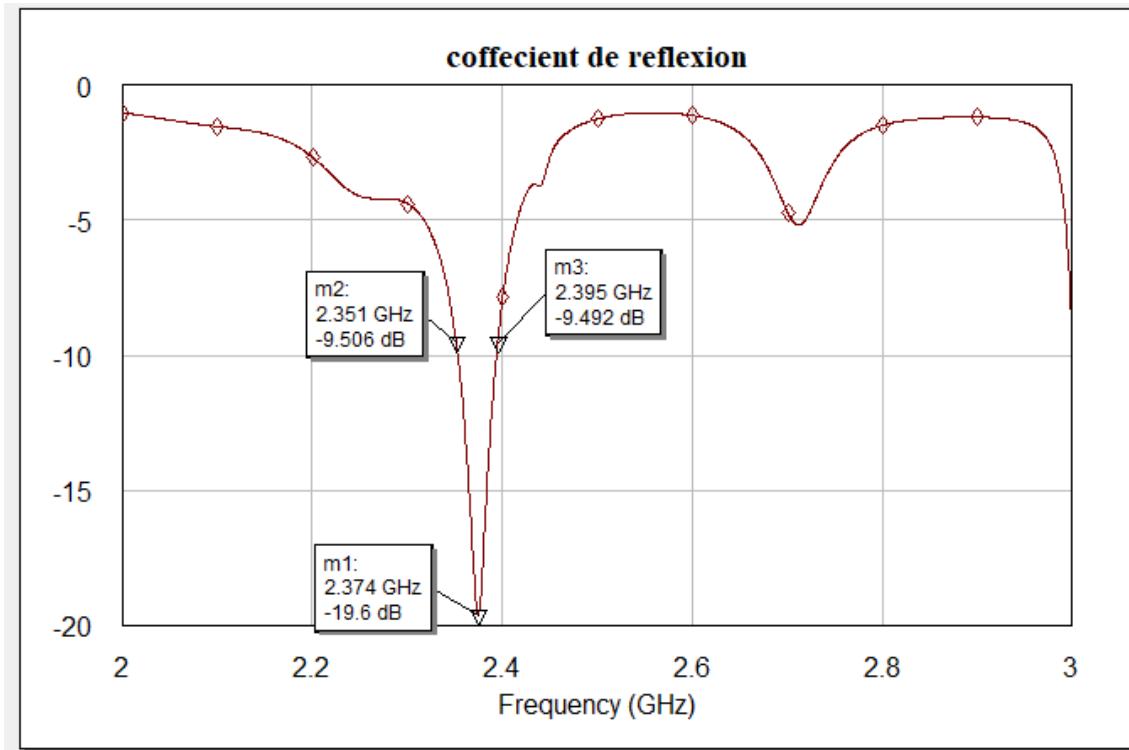


Figure 22 : Coefficient S11 du réseau à 4 patchs rectangulaires.

Les fréquences marquées sur le graphique (m2 et m3) indiquent des points proches des limites de la bande passante définie par $S_{11} < -10$ dB.

Pour déterminer précisément la bande passante, nous utilisons les fréquences limites où S_{11} atteint -10 dB :

$$f_1 : 2,395 \text{ GHz}$$

$$f_2 : 2,351 \text{ GHz}$$

La bande passante est donc :

$$\text{Bande passante} = \Delta f = f_2 - f_1$$

$$\Delta f = 2.395 - 2.351 = 0.043 \text{ GHZ}$$

La bande passante relative est :

$$\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \times 100\%$$

$$\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{0.043}{2.37} \times 100\% = 1.81\%$$

III.5.3 : L'impédance d'entrée :

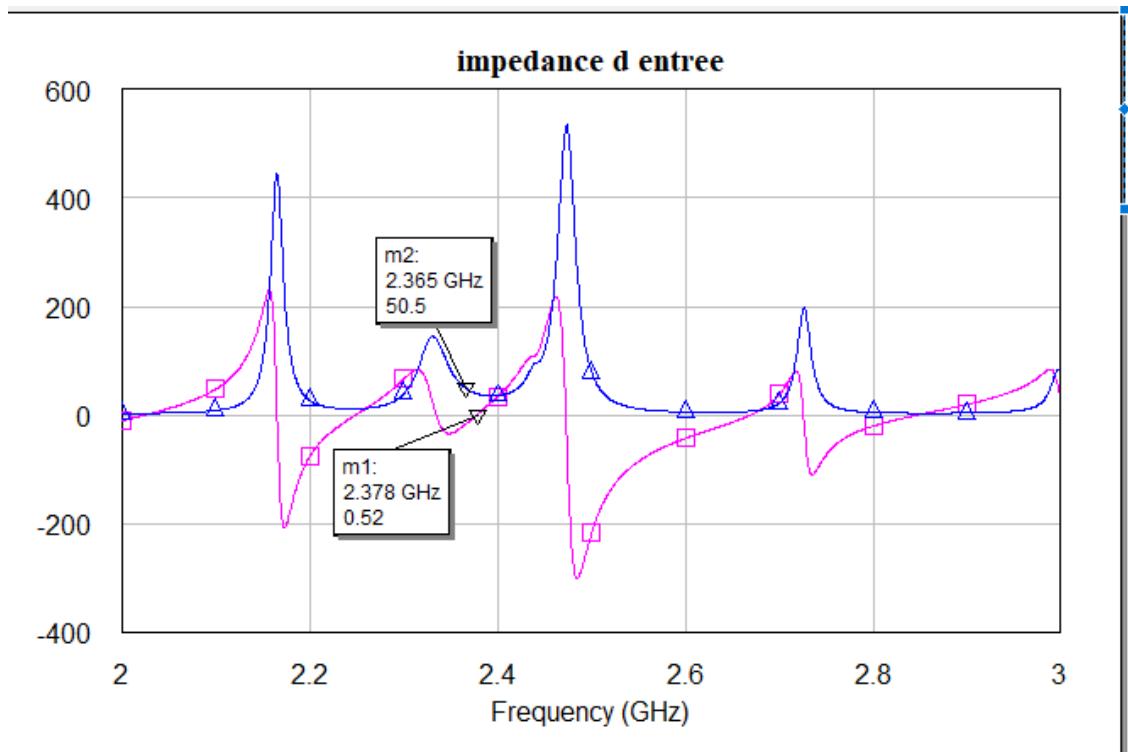


Figure 23: L'impédance d'entrée du réseau à 4 patchs rectangulaires.

À **2,36 GHz** (m1), l'impédance est de 50.5 ohms, suggérant un point d'intérêt, peut-être proche d'une condition d'adaptation pour un système de 50 ohms, ce qui est typique dans la conception RF.

À **2,37 GHz** (m2), l'impédance est de 0.52 ohms

L'impédance d'entrée à la résonnance est :

$$Z=50.5 + 0.52 i.$$

III.5.4 : Le diagramme de rayonnement :

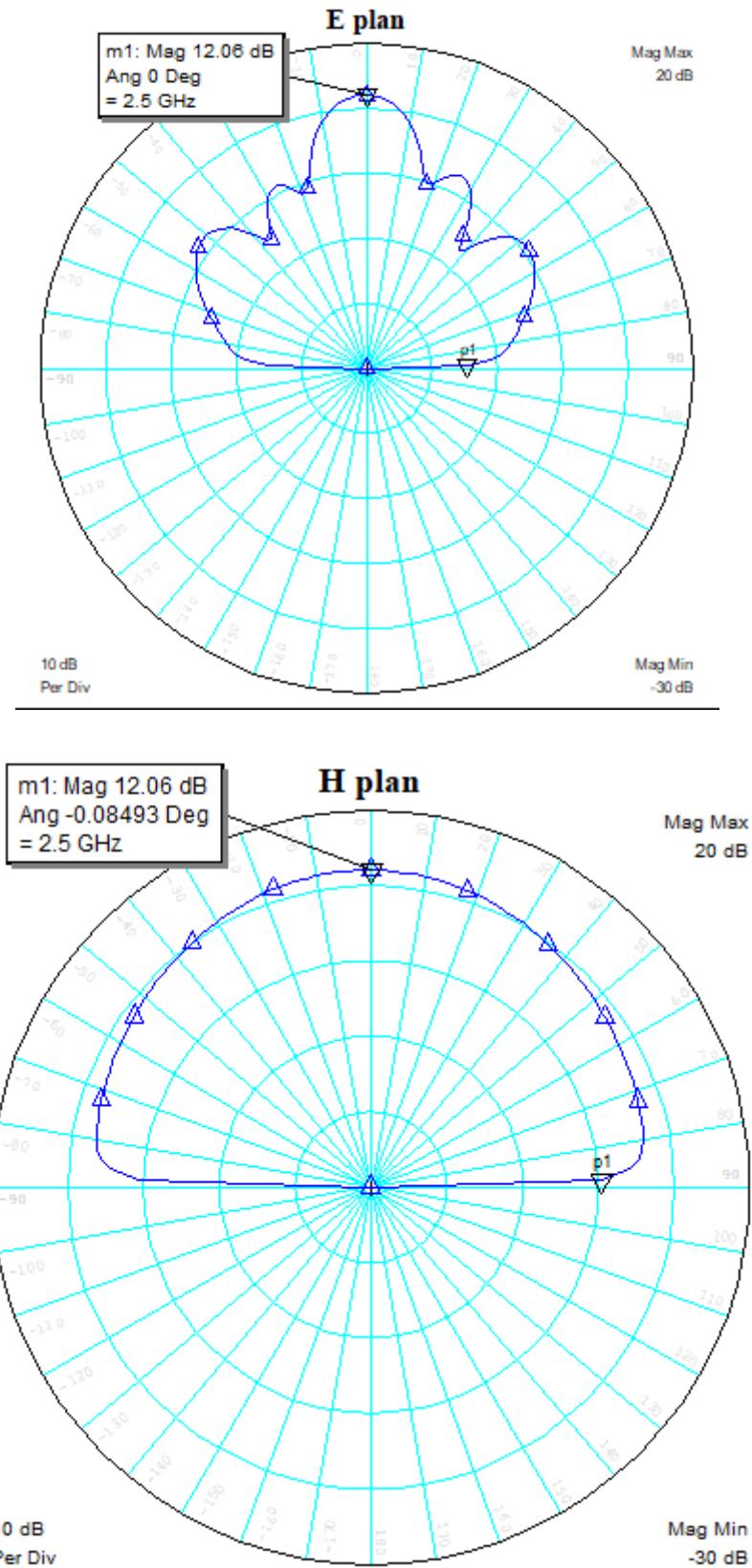


Figure 24 : Le diagramme de rayonnement du réseau à de 4 patchs rectangulaires.

III.5.5 : La directivité :

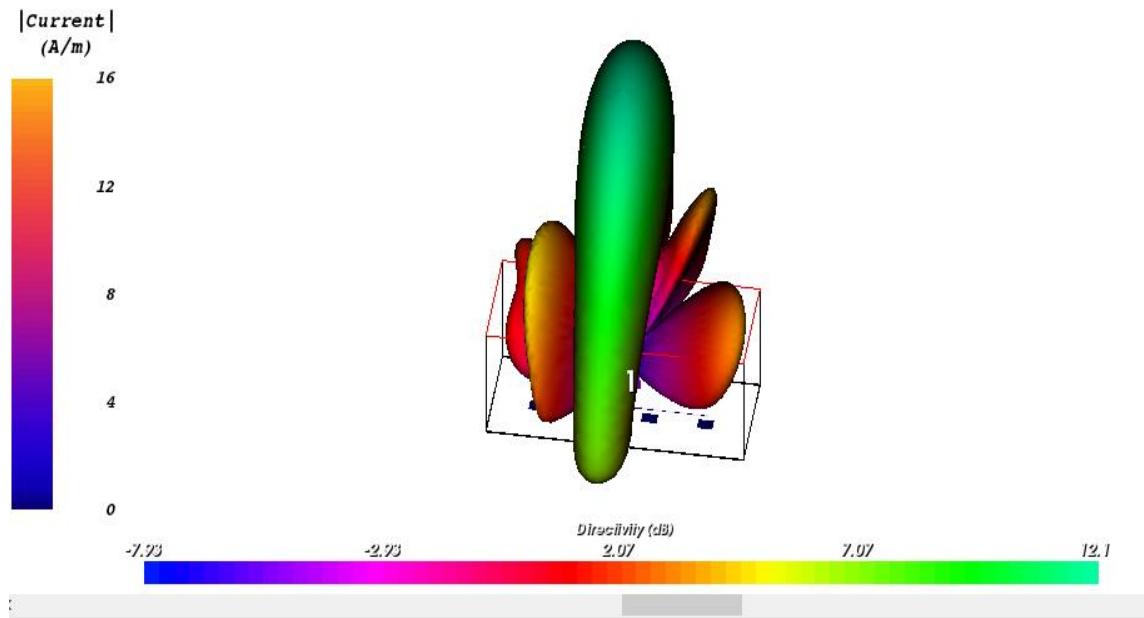


Figure 27 : Le diagramme de rayonnement du réseau à 4 patchs rectangulaires.

Figure 25 : La directivité du réseau à 4 patchs rectangulaires.

La directivité mesurée du réseau à 4 patchs rectangulaires à la fréquence de résonnance 2.44 GHZ est de 12.1 dB

III.5.6 : Le gain :

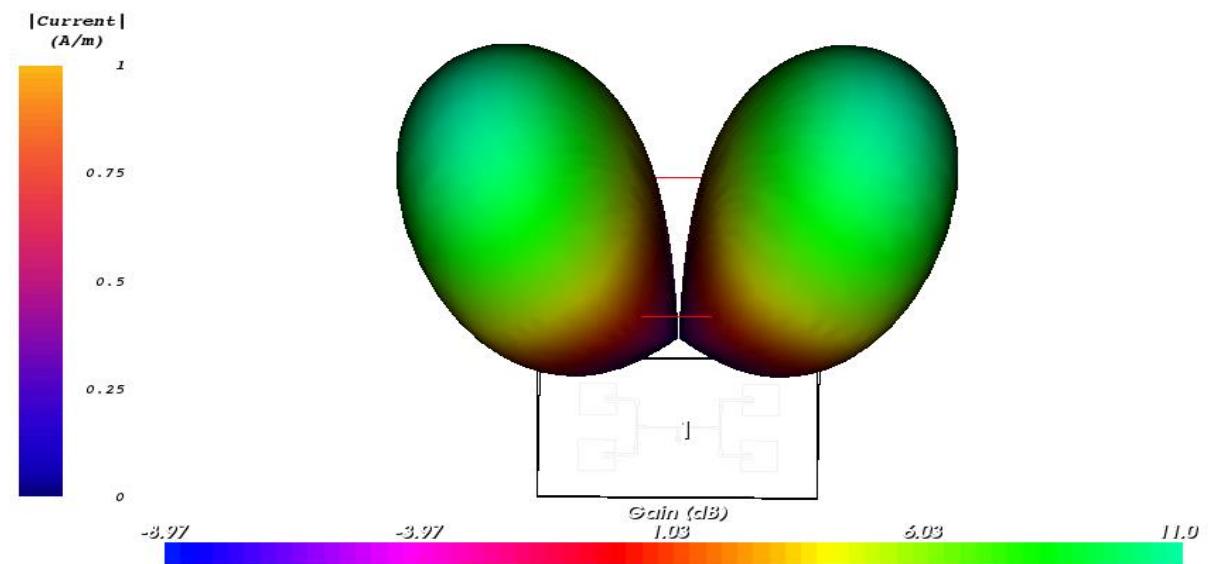


Figure 26 : Le gain du réseau à 4 patchs rectangulaires.

Le gain mesuré d'un réseau d'antenne constitué 2 patch rectangulaire la fréquence de résonnance est de 11 dB.

III.6 : Avantages des réseaux d'antennes sur les antennes simples :

Les avantages de l'utilisation des réseaux d'antennes sont les suivants :

- L'intensité du signal augmente.
- Une directivité élevée est obtenue.
- Les lobes secondaires sont considérablement réduits.
- Un rapport signal sur bruit élevé est obtenu.
- Un gain élevé est obtenu.
- Les pertes de puissance sont réduites.
- De meilleures performances sont obtenues.

III.6 : Conclusion :

La conception et la simulation des antennes microstrip nécessitent une compréhension approfondie des principes électromagnétiques et une attention particulière aux paramètres géométriques. L'utilisation de logiciels tels qu'AWR permet d'optimiser la conception et de valider les performances avant la fabrication. Les réseaux d'antennes offrent des avantages significatifs en termes de directivité et de contrôle du faisceau, faisant d'eux une solution efficace pour les applications avancées de communication.

Conclusion générale :

La conception et l'optimisation des réseaux d'antennes microstrip représentent une discipline cruciale dans le domaine des communications modernes. Ce travail a exploré en profondeur les principaux aspects théoriques et pratiques liés à ces antennes, en mettant l'accent sur leurs caractéristiques essentielles telles que la directivité, le gain, la polarisation, et l'impédance. Les antennes microstrip se distinguent par leur capacité à offrir une performance élevée tout en occupant un espace réduit, ce qui en fait des choix privilégiés pour une gamme d'applications, des dispositifs portables aux systèmes de communication complexes.

L'étude a également examiné les méthodes avancées de conception, y compris l'utilisation de simulations électromagnétiques pour affiner les performances des antennes et optimiser leur efficacité. L'intégration de critères de sélection de substrat et de techniques d'adaptation d'impédance a été abordée afin de maximiser la bande passante et d'assurer une adaptation optimale aux conditions de fonctionnement variées.

En outre, les réseaux d'antennes microstrip ont été explorés en détail, mettant en lumière leurs avantages significatifs par rapport aux antennes simples en termes de directivité accrue et de capacités de balayage. Les applications potentielles dans les télécommunications, les radars, les systèmes de navigation et les réseaux de capteurs ont été discutées pour illustrer l'importance et la diversité des utilisations des réseaux d'antennes.

Enfin, ce document a souligné l'importance continue de la recherche et de l'innovation dans le domaine des antennes microstrip, visant à répondre aux défis technologiques actuels tout en explorant de nouvelles opportunités pour leur application future dans les systèmes de communication avancés.

Les references :

- [1]. Odile Picon et coll. LES ANTENNES Théorie, conception et application.
- [2]. Practical Microstrip and Printed Antenna Design , Anil Pandey
- [3]. antenna theory analysis and design , 2005 by John Wiley & Sons, Inc.
- [4]. *American Journal of Engineering Research (AJER)*
- [5]. antenna from theory to practice, 2008 John Wiley & Sons Ltd
- [6]. Indian Journal of Science and Technology, Vol 10(28), DOI: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642, July 2017.
- [7]. *Polycopié de Cours Antennes , ZITOUI Ahmed.*
- [8]. *Antennes, support de cours enonce travaux dirigés , Alexandre Boyer.*
- [9]. Modern hand book , Constantine A. Balanis.
- [10]. Phased Array Antenna Handbook , Second Edition , Robert J. Mailloux

2023 / 2024