

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique



**UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA**



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

**Département d'Electronique et des Télécommunications**

## **Mémoire**

**Master Académique**

**Domaine : Sciences et technologies**

**Filière : Télécommunications**

**Spécialité : Systèmes des Télécommunications**

**Présenté par : Selsabil Benderradji et Romia Rezgui**

**Thème :**

***Etude et conception d'une antenne patch à  
polarisation circulaire pour les applications large  
bande***

**Membre de jury :**

**Mr Chebbara Fouad**

Professeur

Président

U.K.M Ouargla

**Mr Mekimah Boualem**

MCB

Encadreur

U.K.M Ouargla

**Mr Boulesbaa Mohammed**

MCA

Examineur

U.K.M Ouargla

2020/2021

# Remerciement

*Nous remercions Dieu tout puissant de nous avoir accordé la force et le courage afin de pouvoir accomplir ce travail.*

*Nous remercions notre encadreur, MEKIMAH Boualem, maître de conférences (B) au département d'électronique et des télécommunications, pour ses efforts, ses conseils et ses idées, son soutien constant et sa disponibilité.*

*Nos remerciements vont aussi au président de jury Dr. Chebbara Fouad, professeur et à l'examineur Dr. Boulesbaa Mohammed, maître de conférences (A) au département d'électronique et des télécommunications pour avoir accepté d'examiner et de juger ce modeste travail.*

*Nos remerciements sont adressés également aux enseignants de notre département d'électronique et des télécommunications pour leurs contributions à notre formation.*

*Enfin, nous remercions nos familles, nos amies et tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.*

# Résumé

Dans ce travail, une structure d'antenne patch planaire alimentée par une ligne coplanaire (CPW-fed) contient trois éléments rayonnants avec ouverture est proposée. Un réflecteur est placé au-dessous de l'antenne pour améliorer le gain et aussi pour stabiliser le rayonnement. La structure d'antenne proposée couvrant une large bande de fréquences allant de 4 à 11.87 GHz avec un gain maximal de 7.6 dBi. L'antenne proposée est circulairement polarisée sur une largeur de bande de 2 GHz pour un rapport axial inférieur à 3 dB (environ de 6.25 à 8.25 GHz). L'objectif de ce travail est de concevoir une antenne large bande à polarisation circulaire a pour but d'éliminer les pertes de polarisation sur une large bande de fréquences.

Mots-clés : Antenne patch large bande, polarisation circulaire, rapport axial, gain réalisé, CST Microwave studio.

# Abstract

In this work, a planar patch antenna design fed by a coplanar waveguide (CPW-fed) contains three radiating elements with aperture is proposed. A reflector is placed on the bottom of the proposed antenna to improve the gain and also to stabilize the radiation pattern. The proposed antenna design covers a wide frequency range, starting from 4 to 11.87 GHz with a maximum gain of 7.6 dBi. The proposed antenna is circularly polarized over a wide band of 2 GHz within 3dB axial ratio bandwidth (approximately from 6.25 to 8.25 GHz). The aim of our work is to design a circularly polarized broadband patch antenna to eliminating polarization losses over a wide band of frequencies.

Keywords: Wideband patch antenna, circular polarization, axial ratio, realized gain, CST-Microwave studio.

في هذا العمل، قمنا بإنشاء هوائي مسطح ذو رقعة يتغذى عن طريق CPW يحتوي على ثلاثة عناصر مشعة ذات فتحة. قمنا بوضع اللوح العاكس أسفل الهوائي لتحسين الكسب وكذلك لتثبيت الإشعاع.

الهوائي المقترح يغطي نطاق تردد واسع يتراوح ما بين 4 GHz و 11.87 GHz مع مكسب أقصى قدره

7.6 dBi, الهوائي المقترح يظهر استقطاب دائري على نطاق ترددي واسع يبلغ 2GHz بنسبة محورية نقل عن 3dB (حوالي 6.25 GHz - 8.25 GHz) . الهدف من هذا العمل هو تصميم هوائي مستطيل مستقطب

دائرياً على نطاق عريض بهدف القضاء على خسائر الاستقطاب على نطاق واسع من التردد.

الكلمات المفتاحية: هوائي واسع النطاق، استقطاب دائري ، نسبة محورية .

# Table des matières

Liste des figures	viii
Liste des tableaux	x
Introduction Générale	3
<b>I Généralité sur les antennes patchs</b>	<b>4</b>
I.1 Introduction . . . . .	4
I.2 Généralité . . . . .	4
I.3 Antennes patchs . . . . .	5
I.3.1 Différentes forme d'antennes patch . . . . .	6
I.3.2 Avantages et inconvénients . . . . .	7
I.3.3 Domaine d'application . . . . .	7
I.4 Caractéristiques des antennes . . . . .	7
I.4.1 Impédance d'entrée . . . . .	7
I.4.2 Coefficient de réflexion et ROS . . . . .	8
I.4.3 Diagramme de rayonnement . . . . .	9
I.4.4 Directivité . . . . .	10
I.4.5 Efficacité . . . . .	11
I.4.6 Gain . . . . .	11
I.4.7 Bande passante . . . . .	12
I.4.8 Facteur de qualité . . . . .	13
I.5 Les ondes existantes sur les antennes Micro-ruban . . . . .	13
I.5.1 Ondes guidées . . . . .	13
I.5.2 Ondes de surface . . . . .	13
I.5.3 Ondes rayonnées . . . . .	14
I.6 Principe de fonctionnement . . . . .	14
I.7 Influence des paramètres géométriques sur les caractéristiques d'antenne . . . . .	14
I.7.1 Caractéristique du substrat diélectrique . . . . .	14
I.7.2 Largeur $W$ du patch . . . . .	15
I.7.3 Longueur $L$ du patch . . . . .	15
I.8 Techniques d'alimentation . . . . .	16

I.8.1	Ligne micro ruban . . . . .	16
I.8.2	Alimentation par câble coaxial . . . . .	17
I.8.3	Alimentation par couplage de fente . . . . .	17
I.8.4	Alimentation par ligne microbande en sandwich . . . . .	18
I.9	Antennes larges bandes . . . . .	19
I.9.1	Principes de conception d'une antenne large bande . . . . .	19
I.10	Conclusion . . . . .	20
<b>II</b>	<b>Polarisation d'une onde électromagnétique</b>	<b>22</b>
II.1	Champ électromagnétique . . . . .	22
II.2	Emission d'une onde électromagnétique . . . . .	23
II.3	Propagation d'une onde électromagnétique . . . . .	23
II.3.1	Equations de Maxwell . . . . .	23
II.3.2	Equations de propagation . . . . .	24
II.4	Propriétés d'une onde électromagnétique plane . . . . .	25
II.4.1	Vecteur de Poynting . . . . .	26
II.4.2	Période et fréquence . . . . .	26
II.4.3	Polarisation de champ . . . . .	27
II.5	Antenne imprimée à polarisation circulaire . . . . .	37
II.5.1	conclusion . . . . .	41
<b>III</b>	<b>Résultats et discussion</b>	<b>42</b>
III.1	Introduction . . . . .	42
III.2	Outil de simulations : CST Microwave Studio . . . . .	42
III.3	Etapes de simulation . . . . .	43
III.3.1	Création du plan de masse . . . . .	44
III.3.2	Création du substrat diélectrique . . . . .	45
III.3.3	Création du port . . . . .	45
III.4	Scénario de conception de l'antenne proposée . . . . .	45
III.5	Étude paramétrique . . . . .	46
III.5.1	Coefficient de réflexion S11 . . . . .	47
III.6	Conclusion . . . . .	58
	<b>Conclusion Générale</b>	<b>59</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>60</b>

# *Liste des figures*

I.1	Exemple d'antenne imprimée . . . . .	6
I.2	Différentes formes de patch. . . . .	6
I.3	Schéma d'une antenne connectée à une ligne de transmission et un générateur. . . . .	8
I.4	Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne. . . . .	10
I.5	exemple de la bande passante à -10dB d'une antenne. . . . .	12
I.6	Trajectoires des rayons dans une antenne micro-ruban. . . . .	14
I.7	Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire. . . . .	14
I.8	Alimentation du patch par ligne micro-ruban. . . . .	16
I.9	Alimentation par une ligne microbande :(A)Axial,(B)décalée et (C)avec encoche. . . . .	17
I.10	Alimentation du patch par câble coaxial. . . . .	17
I.11	Alimentation du patch par couplage par fente. . . . .	18
I.12	Alimentation du patch par ligne microbande en sandwich. . . . .	19
II.1	Représentation d'une onde électromagnétique TEM se propageant dans l'espace. . . . .	26
II.2	Illustration de sens de rotation : (a) Polarisation main gauche et (b) polarisation main droite. . . . .	29
II.3	Différents types de polarisation. . . . .	31
II.4	Polarisations elliptiques gauche et droite ( $\tau = n\pi/2$ , $n=0,1,2, \dots$ ). . . . .	32
II.5	Polarisations elliptiques gauche et droite ( $\tau \neq n\pi/2$ , $n=0,1,2, \dots$ ). . . . .	33
II.6	Polarisations elliptiques gauche et droite avec inclinaison $\tau = n\pi/4, n=1,3,5, \dots$ . . . . .	33
II.7	Polarisations circulaires gauche et droite . . . . .	34
II.8	Polarisation linéaire : cas oblique . . . . .	35
II.9	Polarisation linéaire : (a) Polarisation verticale, (b) Polarisation horizontale . . . . .	35
II.10	Polarisations de champ : (a) mode TE, (b) mode TM, (c) mode TEM . . . . .	36
II.11	polarisation des vecteurs unitaires de l'onde incidente $\rho_i$ et de l'antenne de réception $\rho_r$ . . . . .	37
II.12	Rendement de polarisation d'une antennes à ouvertures. . . . .	37
II.13	A-Patch carré excité sur les côtés adjacents par une division de puissance . . . . .	38
II.14	B-Patch carré excité sur les côtés adjacents par une jonction hybride $90^\circ$ . . . . .	38

II.15	Disposition du patch rectangulaire pour la polarisation circulaire . . . . .	39
II.16	Dispositions à alimentation unique pour la polarisation circulaire des patches rectangulaires. . . . .	40
II.17	Disposition du patch rectangulaire pour la polarisation circulaire . . . . .	40
II.18	Patch carré a coins coupés, alimenter par ligne micro-ruban . . . . .	41
II.19	patch elliptique avec stub a polarisation circulaire . . . . .	41
III.1	La fenêtre principale du logiciel CST. . . . .	43
III.2	Les fenêtres pour créer un nouveau projet . . . . .	44
III.3	structure de l'antenne réalisée . . . . .	45
III.4	Scénario de conception de l'antenne proposée. . . . .	46
III.5	Coefficient de réflexion S11 en dB en fonction de la fréquence en GHz pour différentes configurations de l'antenne proposée. . . . .	47
III.6	Le rapport axial en dB en fonction de la fréquence en GHz pour différentes configurations de l'antenne proposée. . . . .	48
III.7	Gain réalisé en dBi en fonction de la fréquence en GHz pour différentes configurations pour l'antenne proposée. . . . .	49
III.8	Coefficient de réflexion S11 en dB en fonction de la fréquence en GHz de l'antenne finale (antenne 5). . . . .	50
III.9	Gain réalisé de l'antenne finale . . . . .	50
III.10	Rapport axial de l'antenne finale. . . . .	51
III.11	Diagramme de rayonnement à 4 GHz de l'antenne finale, pour $\phi = 0$ . . . . .	52
III.12	Diagramme de rayonnement à 4 GHz de , $\phi = 90^\circ$ . . . . .	52
III.13	Diagramme de rayonnement à 8 GHz pour , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	53
III.14	Diagramme de rayonnement à 8 GHz de , $\phi = 90^\circ$ . . . . .	53
III.15	Diagramme de rayonnement à 10 GHz pour , $\phi = 0^\circ$ . . . . .	54
III.16	Diagramme de rayonnement à 10 GHz pour , $\phi = 90^\circ$ . . . . .	54
III.17	Diagrammes de rayonnement à polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) à la fréquence de 6.5 GHz pour $\phi = 0^\circ$ . . . . .	55
III.18	Diagrammes de rayonnement à polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) à la fréquence de 6.5 GHz pour $\phi = 90^\circ$ . . . . .	56
III.19	Diagrammes de rayonnement simulés à polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) à la fréquence 8 GHz pour $\phi = 0^\circ$ . . . . .	57
III.20	Diagrammes de rayonnement simulés à polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) à la fréquence 8 GHz pour $\phi = 90^\circ$ . . . . .	57

# *Liste des tableaux*

I.1	Types d'antennes. . . . .	5
II.1	Comparaison entre les configurations typiques d'antennes patches à polarisation circulaire. . . . .	39
II.2	Espacement angulaire de sonde d'alimentation de différents modes pour la polarisation circulaire. . . . .	39

# *Liste des abreviations*

LB	Large Band
BP	Bande Passante
S11	coefficient de réflexion
TE	Transverse électrique
TM	Transverse Magnétique
TME	Transverse ElectromagnitiqueL
ROS	Rapport d'ondes stationnaires
CWP	guide d'ondes coplanaire
RHCP	polarisation circulaire a droite
LHCP	polarisation circulaire a gauche

# *Introduction Générale*

Le besoin en télécommunications devient de plus en plus vital pour la vie quotidienne qui régit les différentes dynamiques sociales. Le haut débit de la transmission d'informations est une question cruciale, en particulier par la voie des ondes. Pour cela, une grande partie des appareils actuels intègre une fonction antenne. Cet élément doit assurer le transfert de l'information du dispositif vers l'extérieur, et inversement, non seulement avec une grande fiabilité, mais aussi avec un coût minime, une taille faible et une consommation d'énergie qui doit toujours être plus faible.

Les antennes patches planaires sont très populaires dans le contexte énoncé en raison de leurs caractéristiques particulières résident dans la taille réduite, la facilité d'intégration, le faible poids, le faible coût de fabrication, etc. Cependant, ce genre d'antennes impose divers inconvénients, tels qu'une bande passante étroite, un gain faible, un faible rendement et surtout le problème de désalignement qui affecte la consommation d'énergie [1].

Pour remédier à ce problème, l'utilisation d'antennes patches planaires large bande à polarisation circulaire proposé pour assurer un réseau à bonne performance et à minimum de perte. Les pertes par polarisation sont représentées par une partie de puissance perdue à cause du déphasage angulaire entre la polarisation d'onde entrante et celle de l'antenne réceptrice. La rotation des appareils dans le cas de polarisation linéaire par exemple, sur les terminaux du réseau, est l'une des principales raisons de ce déphasage [2].

La polarisation circulaire présente donc la solution optimale pour éliminer le problème de perte par polarisation, car elle permet une orientation arbitraire entre l'antenne d'émission et celle de réception, ainsi qu'elle permet une meilleure mobilité et une meilleure réduction des réflexions par trajets multiples. Les antennes à polarisation circulaire sont très populaires pour de nombreuses applications, telles que les communications mobiles, les communications par satellite et systèmes Radar [3].

Dans ce mémoire, nous proposerons une structure d'antenne patch alimentée par une ligne coplanaire (CPW-fed) contient trois éléments rayonnants avec ouverture. Un réflecteur est placé au-dessous de l'antenne pour améliorer le gain d'une part, et pour stabiliser le rayonnement d'autre part. Cette antenne couvrant une large bande de fréquences allant de 4 à 11.87 GHz avec un gain maximal de 7.6 dBi. L'antenne proposée est circulairement polarisée sur une largeur de bande de 2 GHz (de 6.25 à 8.25 GHz). L'objectif de ce travail est de concevoir une antenne large bande à polarisation circulaire est les pertes de polarisation sur une large bande de fréquences.

Ce manuscrit de mémoire comporte trois chapitres, après une introduction générale :

Dans le premier chapitre introductif, nous présenterons les antennes patches et également leur configuration de base, leurs avantages et inconvénients, les ondes existantes sur les antennes micro-ruban ainsi que les différentes techniques d'alimentation. Nous évoquons aussi les antennes large bande existantes dans la littérature et leurs principes de conception.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de quelques notions de différents types de polarisation des ondes électromagnétiques et ses différents types (elliptique, linéaire et circulaire), puis nous étalerons sur le calcul du rapport axial. Après, nous donnerons également quelques exemples des antennes patches à polarisation circulaire, et nous terminerons par l'estimation de la perte par polarisation.

Le travail réalisé dans ce mémoire sera présenté dans le troisième chapitre. Ce chapitre présente la conception d'une antenne patch avec trois formes rectangulaires alimentée par ligne coplanaire. Dans la conception de l'antenne proposée, nous avons utilisé le logiciel de simulation « CST MICROWAVE STUDIO » qui est basé sur la technique d'intégration finie.

La conception de notre antenne est basée essentiellement sur la variation de la forme du patch, du type de substrat, de la largeur du plan de masse, ainsi que de la ligne d'alimentation, afin d'aboutir à la meilleure performance de l'antenne. Finalement nous présenterons les différents résultats de la structure d'antenne optimisée.

# *Généralité sur les antennes patches*

## **I.1 Introduction**

Le développement rapide des systèmes de communication sans fil entraîne une vague de nouveaux dispositifs et systèmes sans fil pour répondre aux exigences des applications multimédias. Les dispositifs multifréquences et multi modes comme les téléphones cellulaires, les réseaux locaux sans fil (WLAN) et les réseaux locaux sans fil (WPAN) imposent plusieurs exigences aux antennes. Principalement, les antennes doivent avoir un gain élevé, petite taille physique, large bande passante, polyvalence, installation intégrée, et en particulier, comme nous le verrons, les largeurs de bande pour l'impédance, la polarisation ou le rapport axial, les schémas de rayonnement et le gain deviennent les facteurs les plus importants qui affectent l'application des antennes dans les systèmes de communication sans fil contemporains et futurs

Dans ce chapitre nous présentons la description et les caractéristiques, les avantages et les inconvénients des antennes patches, les ondes existantes sur les antennes micro-ruban ainsi que les différentes techniques d'alimentation [3].

## **I.2 Généralité**

L'antenne est un dispositif qui peut servir à émettre ou à recevoir un signal sur différentes fréquences et réciproquement selon que l'antenne est utilisée en émission ou en réception. Certaines antennes sont même capables d'assurer le fonctionnement dans les deux sens, en émission et en réception

Il ya plusieurs sortes d'antennes, chacune avec des spécificités qui lui sont propres. L'élément qui marque le plus leurs différences, c'est leur forme.

Les antennes peuvent être regroupées en cinq grandes familles qui sont facilement reconnaissables, pour la plupart, à leur forme[4] :

- Les antennes filaires (dipôle, monopôle, Yagi...)
- Les antennes à fentes (demi ou quart d'onde)

	Caractéristiques	Usage	Types d'antennes
Antennes directives	Gain $G_0$ élevé	Faisceaux hertziens	Antennes parabolique
Antennes Omnidirectionnelle	- Gain plus ou moins constant dans le plan horizontal ou dans un secteur donné	- Radio/TV et Communications Mobiles	Brin vertical

TABLE I.1 – Types d'antennes.

- Les antennes imprimées ou patches (planaires)
- Les antennes à ouverture (cornets)
- Les antennes à réflecteurs (paraboles)

On distingue deux grandes catégories d'antenne : les antennes directives et les antennes omnidirectionnelles [4] :

### I.3 Antennes patches

L'antenne patch planaire est une antenne plane, elle est constituée d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques. ces éléments peut prendre plusieurs formes.

L élément rayonnant (métalliques) dans notre étude est celui de la forme rectangulaire ces dimensions sont la longueur  $L$  et la largeur  $W$ . alimentée par une ligne micro ruban reliée a un connecteur.

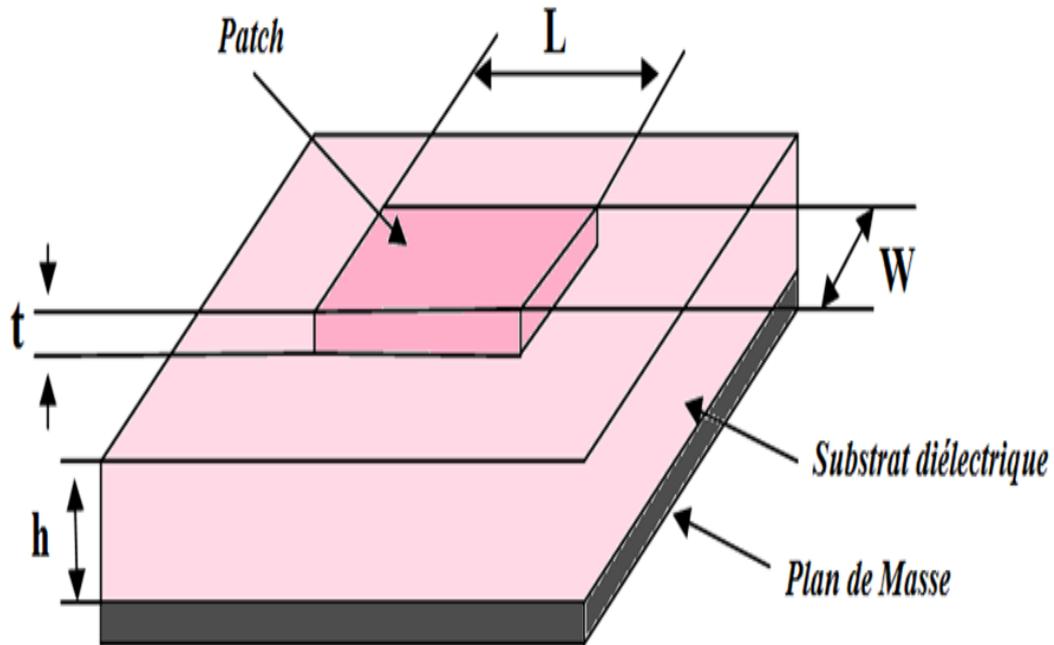


Fig. I.1 – Exemple d’antenne imprimée

### I.3.1 Différentes forme d’antennes patch

Il existe une grande variété de formes que peut prendre une antenne patch peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une facilité d’analyse et de fabrication, et un diagramme de rayonnement très intéressant.

On a d’autres formes plus complexes et plus difficiles à analyser. Elles résultent souvent de la combinaison de deux formes simples et sont utilisées dans certaines applications particulières.

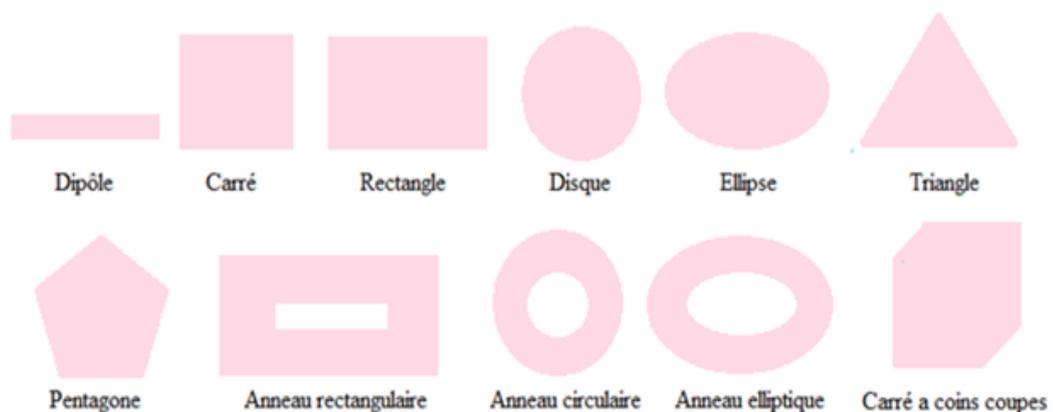


Fig. I.2 – Différentes formes de patch.

### I.3.2 Avantages et inconvénients

Les antennes Micro-ruban ont des avantages et des inconvénients par rapport aux antennes classiques Les avantages :

- Un poids léger, un volume faible, des configurations à faible profil
- Un coût de fabrication faible
- Les polarisations circulaires et linéaires pouvant facilement être réalisées avec une simple structure d'alimentations.
- Des caractéristiques telles que : la double polarisation, la double bande pouvant être réalisées en modifiant la structure de l'antenne Micro-ruban.
- Peuvent être facilement intégrées aux circuits hyperfréquences.
- Les structures d'alimentation peuvent être simultanément fabriquées avec la structure rayonnante.

Malgré les avantages précédemment cités, ces antennes ont des inconvénients de limitation d'utilisation tel que :

- Une bande passante étroite, des problèmes de tolérance.
- Un gain faible (6 dB).
- Supportent uniquement des faibles puissances (100 W).
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces.
- une pureté de polarisation difficile à obtenir.

### I.3.3 Domaine d'application

Les principales applications des antennes imprimées sont : communications par satellites, antennes pour l'aéronautique, téléphonie mobile, identification sans contact, antennes pour le biomédical, Radar, télémétrie des missiles, objets communicants, etc..

## I.4 Caractéristiques des antennes

### I.4.1 Impédance d'entrée

Une antenne alimentée par une ligne de transmission peut être représentée par un dipôle d'impédance d'entrée complexe  $Z_a$ , elle est définie comme le rapport entre la tension et le courant aux terminaux de l'antenne ou comme le rapport entre les composantes appropriées des champs électriques et magnétiques. Cette impédance dépendant de la fréquence ( $f$ ) [5]

$$Z_a = R_a(f) + jX_a(f) \quad (I.1)$$

La partie réelle représente une partie due au rayonnement  $R_{rad}$  et une partie due aux pertes ohmiques et diélectriques des matériaux.

$Z_c$  : l'impédance caractéristique de la ligne égale à 50V

### I.4.2 Coefficient de réflexion et ROS

On considère un système comportant l'antenne, un générateur, une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$ .

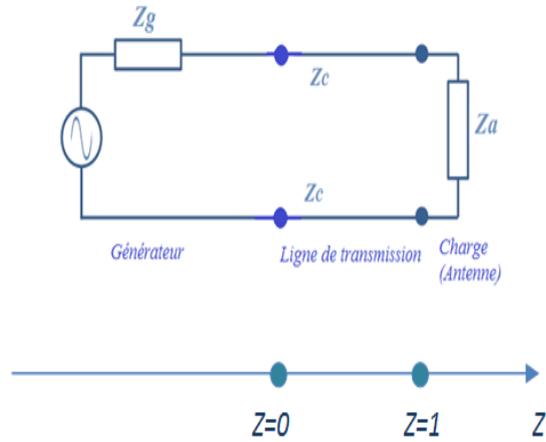


Fig. I.3 – Schéma d'une antenne connectée à une ligne de transmission et un générateur. On peut écrire les équations traditionnelles reliant tensions et courants, en z

$$I(z) = I_0^+ . e^{-jkz} + I_0^- . e^{+jkz} \quad (\text{I.2})$$

$$V(z) = V_0^+ . e^{-jkz} + V_0^- . e^{+jkz} \quad (\text{I.3})$$

Avec  $k$ , le nombre d'onde  $k = \omega c$

On définit l'impédance caractéristique  $Z_c$  par

$$Z_c = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} \quad (\text{I.4})$$

Les équations tensions-courants se réécrivent alors en fonction de l'impédance caractéristique :

$$I(z) = I_0^+ . e^{-jkz} + I_0^- . e^{+jkz} \quad (\text{I.5})$$

$$V(z) = Z_c (I_0^+ . e^{-jkz} + I_0^- . e^{+jkz}) \quad (\text{I.6})$$

A partir de ces deux équations, on peut définir le coefficient de réflexion  $\Gamma$  par :

$$\Gamma_z = \frac{(V_0^+)}{(V_0^-)} e^{j2kz} = \frac{(Z_{ant} - Z_c)}{(Z_{ant} + Z_c)} e^{j2k(z-l)} \quad (\text{I.7})$$

L'équation précédente permet de déterminer le paramètre de réflexion  $S_{11}$  ou  $\Gamma$  en  $z = l$

$$S_{11} = \Gamma = \frac{(Z_{ant} - Z_c)}{(Z_{ant} + Z_c)} \quad (\text{I.8})$$

De la même façon, on peut aussi déterminer le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) par le rapport entre la tension maximale à la tension minimale :

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (\text{I.9})$$

Et inversement

$$|S_{11}| = |\Gamma| = \frac{ROS - 1}{ROS + 1} \quad (\text{I.10})$$

### I.4.3 Diagramme de rayonnement

Il représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace.

Il y a généralement une direction de rayonnement maximale autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante [6].

La fonction caractéristique de rayonnement  $F(\theta, \phi)$  de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement.

Elle est définie comme étant le rapport de la puissance transmise dans une direction donnée  $F(\theta, \phi)$  la puissance  $P_{max}$  de la direction où le rayonnement est :

$$p(\theta, \phi) = \frac{P_a}{4\pi} \quad (\text{I.11})$$

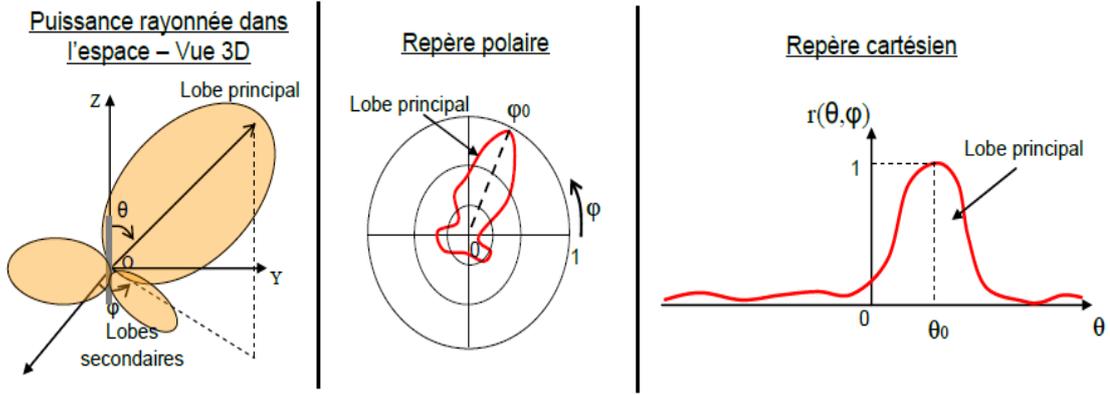


Fig. I.4 – Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.

#### I.4.4 Directivité

La directivité d'une antenne est définie comme " le rapport entre l'intensité de rayonnement ( $U$ ) dans une direction donnée et celle d'une source isotrope  $U_0$ .

La puissance totale rayonnée est égale au flux du vecteur de Poynting à travers une surface fermée entourant l'antenne .

$$P_{rad} = \int \int_{sphère} \vec{P} \cdot \vec{ds} = \frac{1}{2} \int \int_{sphère} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}) \cdot \vec{ds} \quad (\text{I.12})$$

L'intensité de rayonnement est définie par les standard IEEE de Termes pour les Antennes comme "la puissance d'une antenne rayonnée par unité angle solide  $d\zeta$ .

L'intensité de rayonnement est simplement la densité moyenne de rayonnement,  $S_{rad}$  multipliée par le carré de la distance,  $r$ . Ceci est aussi une approximation valable en champ lointain.

L'intensité de rayonnement  $U$  est donnée par  $U = r^2 \times S_{rad}$  où  $U$  représente l'intensité de rayonnement ( $W/\text{unité d'angle solide}$ ) et  $S_{rad}$  est la densité de rayonnement ( $W/m^2$ ).

La puissance totale rayonnée,  $P_{rad}$ , peut être alors trouvée en intégrant l'intensité de rayonnement sur l'angle solide de  $4\pi$  stéradians et est donnée par :

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin\theta d\theta d\phi \quad (\text{I.13})$$

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} U d\Omega = 4\pi U_0 \quad (\text{I.14})$$

On peut en déduire l'expression de la directivité d'une antenne :

$$D = \frac{P_{rad}}{P_{rad}^{isotrope}/4\pi} = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (\text{I.15})$$

### I.4.5 Efficacité

L'efficacité d'une antenne prend en compte les pertes ohmiques et diélectriques de l'antenne dues aux matériaux utilisés et les pertes liées à la désadaptation. L'efficacité de désadaptation et l'efficacité de rayonnement sont les deux termes qui permettent de définir l'efficacité totale de l'antenne. L'efficacité  $e_r$  de désadaptation est directement reliée au paramètre  $S_{11}$  et est définie par :

$$e_r = (1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{I.16})$$

L'efficacité de rayonnement tient compte des pertes par conduction et des pertes diélectriques des matériaux et est déterminée expérimentalement par des mesures effectuées en chambre anéchoïde.

L'efficacité de rayonnement est déterminée par le rapport de la puissance rayonnée,  $P_{rad}$  sur la puissance d'entrée aux terminaux de l'antenne  $P_{in}$  :

L'efficacité de rayonnement est alors déterminée par l'expression suivante :

$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (\text{I.17})$$

L'efficacité totale de l'antenne est simplement le produit des deux précédents termes efficacité de rayonnement et efficacité de désadaptation :

$$\eta = e_r e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} (1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{I.18})$$

### I.4.6 Gain

Le gain est une autre mesure utile décrivant la performance d'une antenne. Bien qu'il soit étroitement lié à la directivité, elle tient en compte l'efficacité de l'antenne aussi bien que ses capacités directionnelles.

Le gain est le rapport de l'intensité, dans une direction donnée, à l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée de façon

isotrope ".

Le gain d'antenne est défini par :

$$G = e_{rad} \times D = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} G_{réalisé} \quad (\text{I.19})$$

Ce gain est parfois dénommé gain réalisé par opposition au gain intrinsèque ne prenant en compte que les pertes de l'antenne (sans les pertes d'adaptation).

$$G_{réalisé} = G_{intrinsèque} (1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{I.20})$$

### I.4.7 Bande passante

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximal. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Il n'y a pas des critères précis pour la limite du coefficient de réflexion ;

Un critère typique d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB la bande passante.

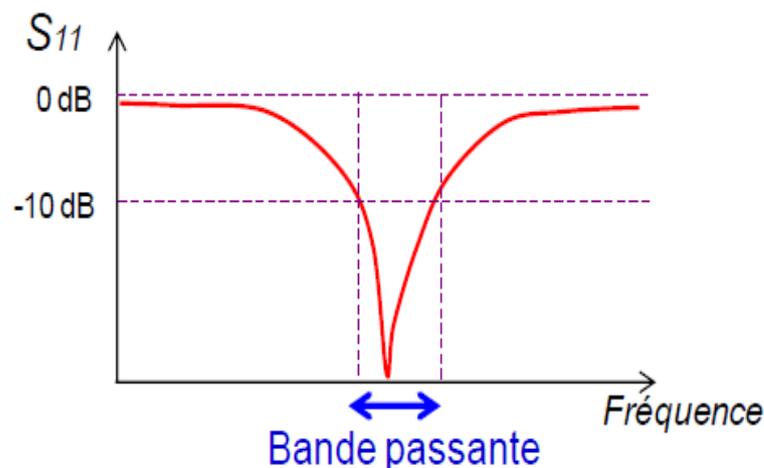


Fig. I.5 – exemple de la bande passante à -10dB d'une antenne.

Cette figure représente le paramètre d'une antenne en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante a  $-10dB$ . La fréquence de résonance, correspond à la fréquence pour laquelle l'antenne est la mieux adaptée, c'est-à-dire pour laquelle le coefficient de réflexion est la plus faible.

### I.4.8 Facteur de qualité

Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente lors de la résonance.

$$Q = \frac{f_r}{Bw} \implies \frac{1}{Q} = \frac{R_a}{2\pi f_r L_a} \quad (\text{I.21})$$

Une antenne avec un fort facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence étroite, ce qui peut limiter les interférences hors bande.

Cependant, si la bande passante est trop étroite, tout signal émis ou reçu près des bornes de la bande de fréquence de fonctionnement sera atténué.

Une antenne avec un faible facteur de qualité est considérée comme large bande si la fréquence supérieure ( $f_2$ ) est au moins égale à environ deux fois la fréquence inférieure ( $f_1$ ).

## I.5 Les ondes existantes sur les antennes Micro-ruban

Pendant que l'antenne micro-ruban fonctionne on va s'intéresser uniquement a trois (03) Ondes qui sont responsables a l'augmentation de couplage mutuelle.

### I.5.1 Ondes guidées

Qui traduisent une propagation de champ électrique qui est piégé dans le substrat entre les deux plans conducteurs [7] .

### I.5.2 Ondes de surface

Qui traverse le substrat avec un certain angle incident, ces ondes propagent sur le diélectrique entre le plan masse et l'interface (air) diélectrique.

Il s'agit du mécanisme de la réflexion totale, dont font usage les fibres optiques. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement vers le haut de l'antenne.

Toutefois, quand cette ondes atteinte le bord du substrat (point C), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite, et si on a un réseau de deux antennes côté à cote par exemple, l'onde du surface peut créer un couplage entre les éléments du réseau.

### I.5.3 Ondes rayonnées

le signal se propage librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne.

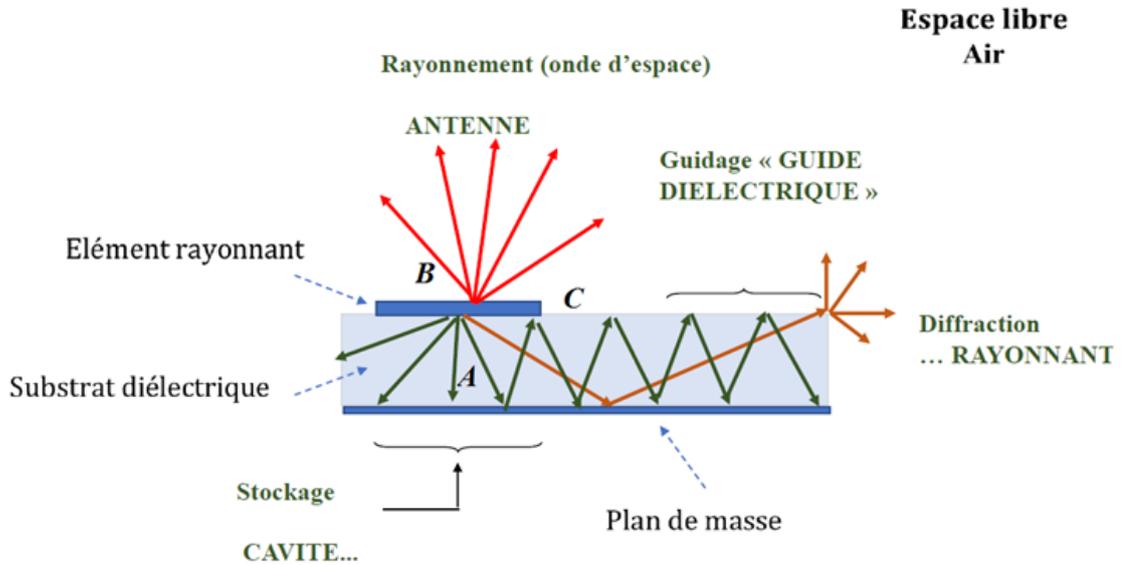


Fig. I.6 – Trajectoires des rayons dans une antenne micro-ruban.

### I.6 Principe de fonctionnement

Dans sa configuration originale, le comportement de l'antenne est contrôlé à l'aide d'une sonde de courant connectée entre le patch rayonnant et le plan de masse, ce qui va provoquer l'apparition et la distribution de charges qui s'établit au-dessus et en dessous de l'élément, entre le plan de masse et le substrat.

Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné : ceux générés par les bords séparés par  $L$  étant maximum et en opposition de phase vont avoir tendance à s'additionner de manière constructive et optimale, et générer un rayonnement inscrit dans le plan YZ. Ces 2 bords sont donc appelés bords rayonnants [8].

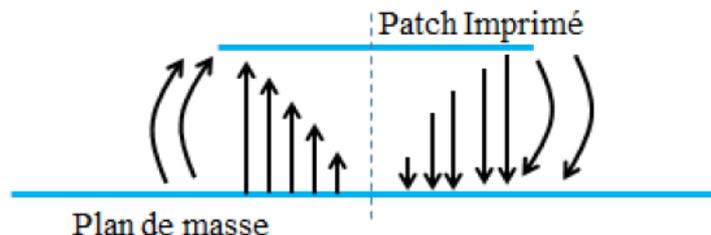


Fig. I.7 – Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

### I.7 Influence des paramètres géométriques sur les caractéristiques d'antenne

#### I.7.1 Caractéristique du substrat diélectrique

Les résonateurs micro-rubans rayonnent principalement en raison des champs marginaux entre le bord du patch et le plan de masse, pour la bonne performance du résona-

teur. Un substrat diélectrique épais ayant une faible constante diélectrique est souhaitable, puisque ceci fournit une meilleure efficacité, une largeur de bande passante plus grande et un meilleur rayonnement mais avec un encombrement accru du résonateur.

Le substrat sert de support mécanique aux conducteurs, il influe les propriétés électriques du résonateur via ses paramètres constitutifs permittivité diélectrique  $\epsilon_r$  et perméabilité magnétique  $\mu_r$ ; pour la plupart des applications courantes  $\mu_r = 1$ . Il est cependant très important de noter que l'époxy est un substrat extrêmement répandu et peu cher ce qui lui confère donc un intérêt immense notamment pour notre application.

L'onde électromagnétique se propage à la fois dans l'air et dans le diélectrique avec deux milieux de constante diélectrique différente. Pour rendre compte de ce phénomène, le résonateur micro ruban se modélise par un milieu effectif où la propagation s'effectuerait dans un milieu homogène de constant diélectrique équivalent :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{r+1}}{2} + \frac{\epsilon_{r-1}}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w}\right)^2 \quad (\text{I.22})$$

### I.7.2 Largeur W du patch

La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de du résonateur. Par contre, elle joue un rôle pour l'impédance d'entrée du résonateur et la bande passante à ses résonances. Pour permettre un bon rendement du résonateur, une largeur W pratique .

$$W = \frac{c}{2f_{01}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_{r+1}}} \quad (\text{I.23})$$

Où le terme  $f_{01}$  représente la fréquence du mode fondamentale du résonateur.

### I.7.3 Longueur L du patch

La longueur du patch détermine les fréquences de résonance du résonateur. Il ne faut surtout pas oublier de retrancher la longueur ;  $\Delta L$  correspond aux extensions des champs :

$$L = \frac{2}{2f_{01}\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (\text{I.24})$$

Calcul de l'extension de longueur du patch  $\Delta L$

$$\delta L = 0.412h \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} + \frac{\frac{w}{h} + 0.264}{\frac{w}{h} + 0.8} \quad (I.25)$$

## I.8 Techniques d'alimentation

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif. Les modes les plus couramment utilisées sont :

- Alimentation par ligne micro ruban ;
- Alimentation par câble coaxial ;
- Alimentation par fente ;
- Alimentation par Ligne microbande en sandwich.

### I.8.1 Ligne micro ruban

Dans le premier cas, une ligne micro ruban est directement connectée à l'élément Rayonnant. Figure III.8 La ligne micro ruban ayant une largeur plus petite par rapport au patch. Elle est très souvent utilisée, en particulier dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [4].

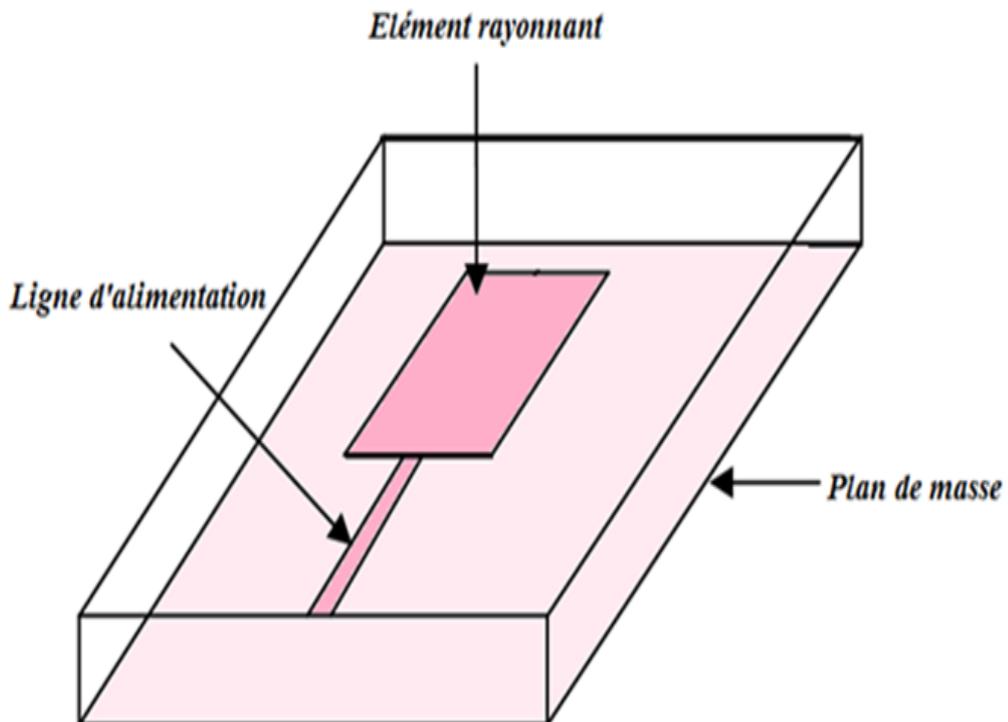


Fig. I.8 – Alimentation du patch par ligne micro-ruban.

L'alimentation peut se faire par la connexion directe à une ligne microbande comme représenté dans la Figure III.9; dont le point de jonction est situé sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à ce dernier, si cela permet une meilleure adaptation d'impédance.

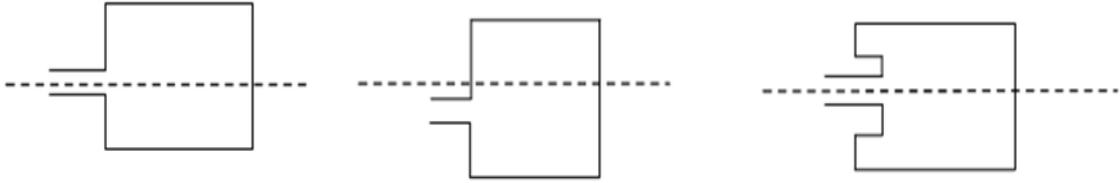


Fig. I.9 – Alimentation par une ligne microbande : (A) Axial, (B) décalée et (C) avec encoche.

### I.8.2 Alimentation par câble coaxial

L'alimentation coaxiale ou par fois appelée sonde coaxiale est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans Figure III.10. Elle est effectuée par connexion directe à un câble coaxial, dont le conducteur central est connecte en un point situe sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant, dont la distance au bord de l'antenne permet d'adapter le câble à la ligne d'alimentation. Cette alimentation est très utilisée avec des patchs de formes circulaire et annulaire [9].

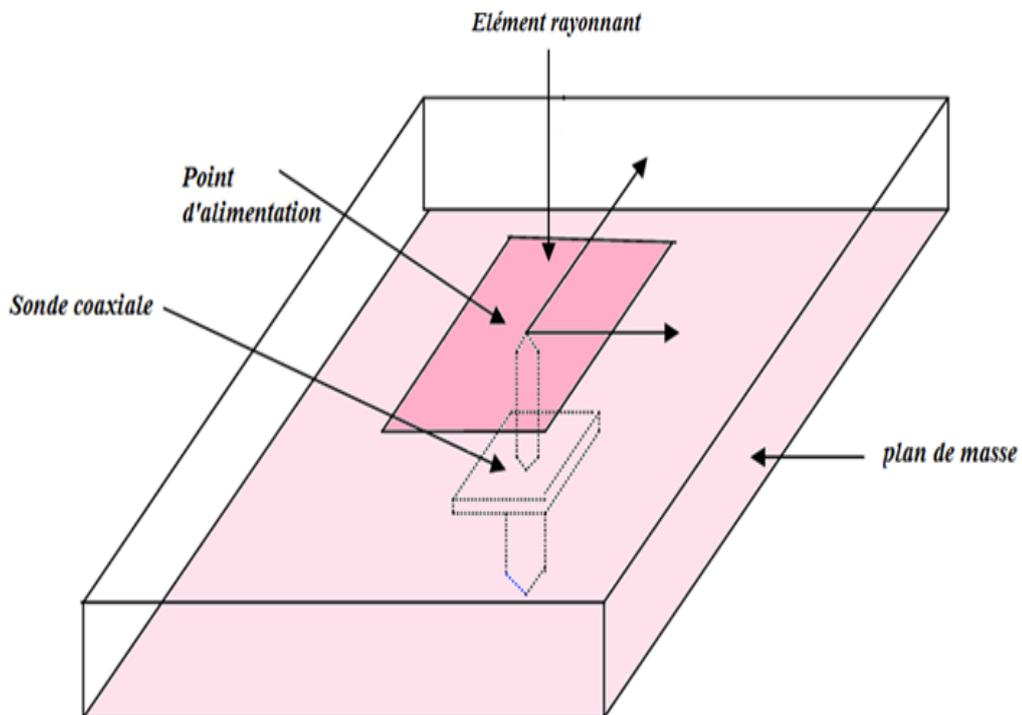


Fig. I.10 – Alimentation du patch par câble coaxial.

### I.8.3 Alimentation par couplage de fente

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne micro ruban sont séparés en plan de masse comme indique sur la Figure III.11. La conjonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse [7].

Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch.

Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Ce pendant, il offre un bon élargissement de la bande passante[4].

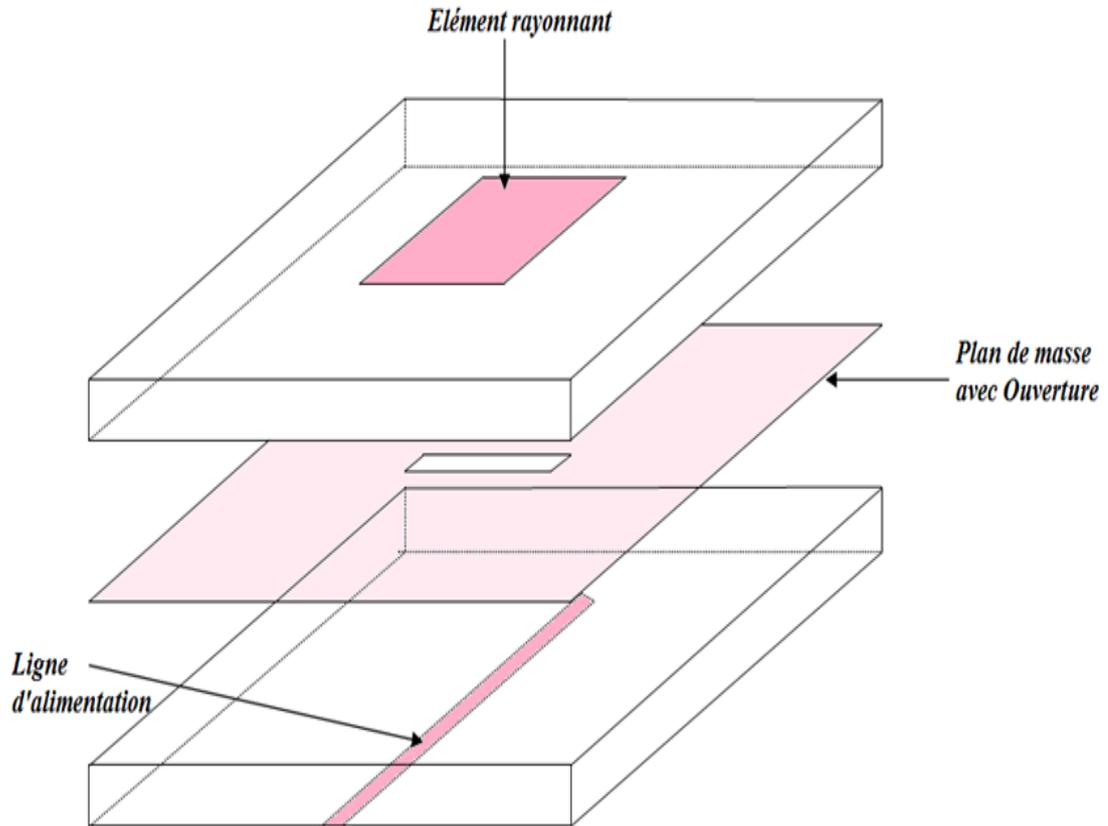


Fig. I.11 – Alimentation du patch par couplage par fente.

#### I.8.4 Alimentation par ligne microbande en sandwich

Une antenne plaquée peut être aussi alimentée par couplage électromagnétique de la ligne micro-ruban à l'élément rayonnant. Dans ce cas, le résonateur et la ligne d'alimentation sont situés du même côté du plan de masse, Figure III.12.

L'antenne est formée de deux substrats, avec une ligne micro-ruban sur le substrat inférieur qui se termine en circuit ouvert sous le patch imprimé sur le substrat supérieur.

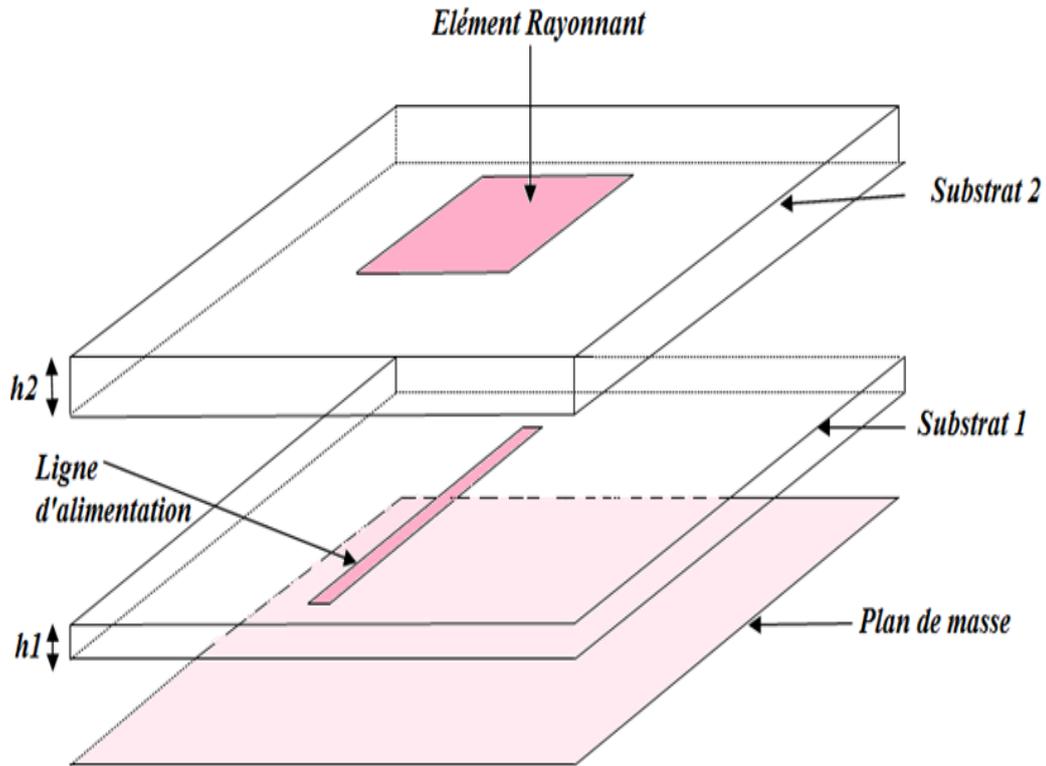


Fig. I.12 – Alimentation du patch par ligne microbande en sandwich.

## I.9 Antennes larges bandes

Pour certaines applications, il est nécessaire de transmettre le signal sur une largeur de bande suffisante. Les antennes ne doivent pas limiter la transmission ou la réception. Une antenne est considérée comme large bande si la fréquence supérieure ( $f_2$ ) est au moins égale à environ deux fois la fréquence inférieure ( $f_1$ ). La largeur de bande est alors notée  $n : 1$ , qui n'est autre que le rapport  $f_2 : f_1$ .

L'antenne étant un dispositif de transformation de l'énergie guidée en énergie rayonnée, dont le principe repose sur le phénomène de diffraction, il est bien évident que la largeur de bande d'un tel dispositif est limitée [10].

### I.9.1 Principes de conception d'une antenne large bande

Plusieurs principes concourent à l'élargissement de la bande de fonctionnement :

#### I.9.1.1 Adaptation

La largeur de bande dépend de l'adaptation de l'antenne. Une antenne réfléchissant très peu le signal sur une grande largeur et rayonnant correctement peut être considérée comme large bande. C'est donc le premier critère à prendre en compte [10].

### **I.9.1.2 Application d'un facteur d'échelle en fréquence**

Une façon classique de créer une antenne large bande est de créer une forme de l'antenne qui permette de reproduire des phénomènes de rayonnement identiques dans plusieurs bandes de fréquences adjacentes. On aboutit à la conception d'antennes logarithmiques.

### **I.9.1.3 Couplage**

Remarquons aussi que les phénomènes de couplage élargissent la bande passante. Ce principe est utilisé pour obtenir une bande passante plus large pour certaines antennes résonnantes. Les couplages ont alors lieu, que ce soit au niveau de l'excitation, et au niveau de la forme de l'antenne qui introduit un élément résonnant supplémentaire. Ce phénomène d'élargissement se manifeste dans les réseaux qui ont une bande passante légèrement plus grande que l'antenne élémentaire[10].

Après avoir énoncé quelques principes qui concourent à créer un rayonnement large bande, nous allons décrire quelques antennes qui s'appuient sur un ou plusieurs de ces principes

### **I.9.1.4 Insertion de fentes dans l'élément rayonnant**

Si l'on pratique une ouverture de forme quelconque dans une surface conductrice et que l'on applique une différence de potentiel entre deux bords opposés de cette ouverture, on obtient un système rayonnant appelé fente.

Dans le cas général, la fente rayonne de façon identique dans les deux demi-espaces délimités par la surface conductrice. Si l'on désire que la fente rayonne seulement vers un demi-espace, il est nécessaire de blinder le côté opposé à ce demi-espace en adossant la fente à une cavité.

### **I.9.1.5 Création de nouvelles résonances**

La découpe de fentes dans certaines parties d'un élément rayonnant peut permettre l'émergence de nouvelles résonances. Nous pouvons par exemple citer l'utilisation d'une fente en forme de U ou avec des formes quelconques. Grâce à ce procédé et aux effets capacitifs créés, des antennes à la fois miniatures, larges bandes et multi bandes peuvent être conçues.

## **I.10 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la configuration de base d'une antenne patch et ses techniques d'alimentation. On a présenté aussi les paramètres de l'antenne tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la directivité, le gain et la bande passante.

Les différentes ondes existantes sur les antennes patchs, leurs avantages et inconvénients ont été aussi introduites. Nous avons présenté également les antennes larges bandes, et leurs principes de conception.

# *Polarisation d'une onde électromagnétique*

La connaissance de la propagation des ondes électromagnétiques est devenue de plus en plus nécessaire pour prédire la performance des systèmes électromagnétiques. Elle est nécessaire non seulement pour améliorer leur conception, mais également pour aider à la prise de décision en contexte opérationnel [11].

Ce chapitre est destiné à l'étude et à la compréhension de la polarisation des ondes électromagnétiques. En premier lieu, nous commençons par un contexte général sur la théorie de l'électromagnétisme, après nous présentons les propriétés d'une onde électromagnétique plane et spécialement ses différents types de polarisation (linéaire, elliptique et circulaire). Ensuite, nous introduisons le rendement de polarisation, et nous finirons par quelques exemples typiques des antennes imprimées à polarisation circulaire.

## **II.1 Champ électromagnétique**

Un champ électromagnétique est la superposition d'un champ électrique  $\vec{E}$  et d'un champ magnétique  $\vec{H}$ . Ces champs peuvent être définis à partir de la nature des sources qui les créent. En première approche, on retiendra qu'en statique (situation indépendante du temps), une différence de potentiel électrique, ou une distribution de charges électriques fixes, crée un champ électrique  $\vec{E}$  et qu'une distribution de courants, crée un champ magnétique  $\vec{H}$ . On peut aussi caractériser ces champs par la nature des actions qu'ils exercent sur une particule chargée  $q$ . Si on note  $v$  la vitesse de cette particule dans le référentiel où agissent  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$ , cette particule subit la force de Lorentz.

$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.1})$$

On constate par la suite la nature très différente des deux actions des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$ . Un

champ électrique agit sur toute particule chargée avec une force  $\vec{F}$  dirigée selon la direction de ce champ. Alors, qu'un champ magnétique n'agit que sur des particules chargées en mouvement (ou sur des courants) et selon une direction toujours orthogonale à  $\vec{B}$ . On peut noter une autre différence importante entre les forces d'origine électrique  $\vec{F}_e = q\vec{E}$  et magnétique  $\vec{F}_m = q(\vec{E} \wedge \vec{B})$  au niveau de l'accélération d'une particule chargée en calculant la puissance de chacune de ces forces. On constate alors que  $\vec{F}_m \vec{V} = 0$  en toutes circonstances. Ainsi, la force d'origine magnétique ne peut pas faire varier l'énergie cinétique de la particule ni donc le module de sa vitesse. Un champ magnétique seul ne peut pas accélérer une particule chargée, en fait il ne peut que la dévier. Pour accélérer une particule chargée, c'est la composante électrique de la force de Lorentz qui est efficace [12, 13, 14, 15]

## II.2 Emission d'une onde électromagnétique

Les ondes électromagnétiques, se déplacent dans le vide c'est-à-dire même en l'absence d'un milieu matériel et elles se propagent à grande vitesse. Sachant qu'une onde en général se caractérise par sa fréquence et son amplitude. Les ondes électromagnétiques quant à elles se caractérisent par des fréquences plus élevées que celles du son car celles du son sont des ondes électromagnétiques avec la fréquence la plus petite. Les ondes sonores ont une fréquence entre 87.5 à 108 MHz. Prenons l'exemple d'une émission radio FM qui donne son adresse en donnant sa fréquence 120.9 MHz [16].

## II.3 Propagation d'une onde électromagnétique

Une onde électromagnétique au départ est une vibration étant simultanément un champ électrique et magnétique cela a conféré le nom champ électromagnétique. Le champ électromagnétique est invisible et immatériel. La propagation se fait lorsqu'il y a changement des valeurs des différents champs. Ce qui implique qu'un point du champ électrique est conjointement associé à un point du champ magnétique. Le changement de position ou de valeur d'un point du champ électrique implique directement le changement de la valeur du point du champ électromagnétique associé à ce dernier. La succession de changement aboutit à la modification complète du champ électrique et du champ magnétique. Ces changements créent des vibrations qui transportent le signal. Une onde électromagnétique n'est donc pas quelque chose d'anodin car elle transporte souvent un message ou un signal grâce au champ électrique. La propagation se fait par le biais des propriétés des ondes électromagnétique : réfraction, réflexion, diffusion, diffraction, absorption.

### II.3.1 Equations de Maxwell

La présentation des équations de Maxwell permet de donner un cadre un peu plus mathématique à la discussion précédente. Pour plus de détails sur l'art de résoudre ces équations, reportez-vous à un ouvrage d'électromagnétisme.

Les relations et les variations des champs électrique et magnétique, des charges et courants associés aux ondes électromagnétiques dans un milieu quelconque, sont régies par des lois physiques [17].

Ces lois ont été mises sous forme d'un système d'équations par un système d'équations de Maxwell. Dans un milieu homogène, non chargé, non dispersif et isotrope, pour une fréquence donnée, le système d'équations de Maxwell s'exprime ainsi :

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (\text{II.3})$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{II.4})$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} + \frac{d\vec{D}}{dt} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

- $\vec{E}$  : Champ électrique. ;
- $\vec{H}$  : Champ magnétique. ;
- $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$  : Induction électrique.
- $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$  : permittivité diélectrique ;  $\epsilon_0$  : permittivité diélectrique du vide  $\epsilon_r$  permittivité relative au milieu de propagation.
- $\mu = \mu_0 \mu_r$  perméabilité magnétique  $\mu_0$  perméabilité magnétique du vide  $\mu_r$  perméabilité magnétique relative au milieu de propagation. ;
- $\vec{J}$  : Densité volumique de charge. ;
- $\rho$  : Densité volumique de courant ;

Dans le vide :  $\epsilon = \epsilon_0$ ,  $\mu = \mu_0$ ,  $\vec{J} = 0$ ,  $\rho = 0$ , les équations (II.3) et (II.4) deviennent dans ce cas :

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \frac{d\vec{D}}{dt} \quad (\text{II.6})$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = 0 \quad (\text{II.7})$$

### II.3.2 Equations de propagation

En combinant correctement les équations de Maxwell, on obtient l'équation de propagation d'ondes.

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} - \mu \epsilon \frac{d^2 \vec{E}}{dt^2} = 0 \quad (\text{II.8})$$

$$\vec{\nabla}^2 \vec{B} - \mu\epsilon \frac{d^2 \vec{B}}{dt^2} = 0 \quad (\text{II.9})$$

Pour les variations harmoniques dans le temps sous la forme de  $e^{jt}$ , nous définissons les champs complexes E et H qui sont liés à leurs équivalents instantanés  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  par :

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \text{Re}[\vec{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (\text{II.10})$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \text{Re}[\vec{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (\text{II.11})$$

## II.4 Propriétés d'une onde électromagnétique plane

: Nous allons chercher à donner une image à l'onde électromagnétique issue des équations de propagation en régime sinusoïdale. On considère que l'onde se propage le long de l'axe des z. A grande distance de la source, l'onde est localement plane. A partir des équations de Maxwell, il est possible de montrer les propriétés suivantes :

- Les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont perpendiculaires à la direction de propagation. Ils sont donc inclus au plan d'onde. On parle alors d'onde transversale électromagnétique (onde TEM).
- Les vecteurs champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  avec la direction de propagation forment un trièdre direct.
- Les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont donc perpendiculaires entre eux.
- Dans le cas d'un milieu de propagation sans pertes, les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont en phase et reliés entre eux par l'équation suivante :

$$\frac{\sqrt{\mu}}{\sqrt{\epsilon}} = \frac{E}{H} = \rho \quad (\text{II.12})$$

$\eta$  est appelé impédance d'onde du milieu ; dans le vide  $\eta = 120\pi \approx 377\Omega$ .

La figure II.1 représente une vue d'une onde électromagnétique dans l'espace à un instant donné. L'onde est formée par une superposition des champs électrique et magnétique qui évoluent de manière sinusoïdale dans l'espace. A un instant après, la position des maximums et des minimums des champs se déplaceraient le long de l'axe z, indiquant la propagation de l'onde. A noter la longueur d'onde qui correspond à la distance entre 2 maximums de l'onde. Celle-ci se calcule à l'aide de l'équation suivante

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\mu\epsilon}\eta f} \quad (\text{II.13})$$

Remarque : On appelle plan  $\vec{E}$  le plan formé par la direction de propagation et la direction du champ électrique. Le plan  $\vec{H}$  est celui formé par la direction de propagation et la direction du champ magnétique [18].

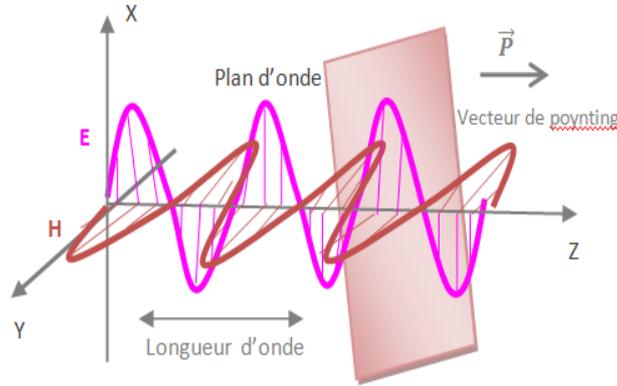


Fig. II.1 – Représentation d'une onde électromagnétique TEM se propageant dans l'espace.

## II.4.1 Vecteur de Poynting

En présence de charges et de courants, il peut y avoir un échange d'énergie entre la matière. L'énergie électromagnétique est transformée en énergie mécanique ou réciproquement. En l'absence de charges et de courants, l'énergie électromagnétique est une quantité qui se conserve. Le Vecteur de Poynting est noté  $\vec{\Pi}$ . Si l'on note  $\eta$  la densité volumique d'énergie électromagnétique, la relation de conservation est :

$$\frac{\partial}{\partial t} \iiint_v \mu d\tau = - \oiint \vec{\Pi} \cdot d\vec{S} \quad (\text{II.14})$$

La relation de conservation locale s'écrit :

$$\frac{\partial \mu}{\partial t} + \text{div} \vec{\Pi} = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$P = \iint_{\Sigma} \vec{\Pi} d\vec{S} \quad (\text{II.16})$$

Le vecteur de Poynting est proportionnel au produit vectoriel du champ électrique et du champ magnétique [19].

$$\vec{\Pi} = \frac{\vec{E} \vec{H}}{\mu} \quad (\text{II.17})$$

## II.4.2 Période et fréquence

### II.4.2.1 périodicité

Une telle onde fait apparaître une double périodicité :  
 – période temporelle :

$$T = \frac{2\pi}{w} \quad (\text{II.18})$$

Évolution temporelle d'une grandeur en un point de l'espace  
 – période spatiale :

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} \quad (\text{II.19})$$

État de l'espace à un instant donné (photographie)  
 Lien entre les périodes :

$$\lambda = cT \quad (\text{II.20})$$

### II.4.2.2 Fréquence

: On peut définir une fréquence à partir d'une période :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{w}{2\pi} \quad (\text{II.21})$$

Fréquence spatiale ou nombre d'onde :

$$\sigma = \frac{1}{\lambda} = \frac{k}{2\pi} \quad (\text{II.22})$$

Ces fréquences permettent de classer les ondes électromagnétiques

### II.4.3 Polarisation de champ

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est la polarisation de l'onde rayonnée par cette antenne. La polarisation d'une onde rayonnée est la figure tracée en fonction du temps par l'extrémité du vecteur à un endroit fixe dans l'espace, Figure (II.3.a). La polarisation peut être linéaire, circulaire, ou elliptique. Pour la polarisation linéaire, le vecteur qui décrit le champ électrique à un point dans l'espace en fonction du temps est toujours dirigé suivant une ligne droite. En général, la figure tracée est une ellipse, et le champ serait polarisé elliptiquement. Les polarisations linéaires et circulaires sont des cas particuliers de la polarisation elliptique. Dans la pratique, les différentes parties du diagramme puissent avoir différentes polarisations [20]

Polarisation d'un vecteur champ spécifique : la forme, l'orientation et le sens de l'ellipse que l'extrémité du vecteur champ décrit en fonction du temps, en effet, la polarisation d'une l'onde électromagnétique est donc complètement caractérisée par trois paramètres essentiels qui sont [21] :

- Le rapport axial ;
- L'angle d'inclinaison ;
- Le sens de rotation du vecteur champ.

Le rapport entre le grand axe et le petit axe (Fig. II.2b) est appelé rapport axial (axial ratio en anglais), il est donné par :

$$RA = \frac{\text{grand axe}}{\text{petit axe}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq RA \leq +\infty \quad (\text{II.23})$$

Soit en décibels,

$$RA(\text{dB}) = 20 \log \left( \frac{OA}{OB} \right), \quad 0 \leq RA \leq +\infty \quad (\text{II.24})$$

Où,

$$OA = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \left( E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos 2\Delta\varphi \right)^{0.5} \right]^{0.5} \quad (\text{II.25})$$

Et,

$$OB = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ E_{x0}^2 + E_{y0}^2 - \left( E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos 2\Delta\varphi \right)^{0.5} \right]^{0.5} \quad (\text{II.26})$$

L'angle d'inclinaison est donné d'après la géométrie de la Figure (II.3.b) par

$$\tau = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{(2E_{x0}E_{y0})}{(E_{x0}^2 - E_{y0}^2)} \cos \quad (\text{II.27})$$

$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x$  représente le déphasage entre les deux composantes du champ  $\mathbf{E}$ . Ce déphasage détermine aussi le sens de rotation du vecteur champ.

Quand l'ellipse est alignée sur un des axes principaux ( $x$  ou  $y$ ), les expressions de  $OA$ ,  $OB$ ,  $RA$  et  $\tau$  se simplifient à :

$$OA = E_{x0} \text{ ou } E_{y0} \quad (\text{II.28})$$

$$OB = E_{y0} \text{ ou } E_{x0} \quad (\text{II.29})$$

$$RA = \frac{E_{x0}}{E_{y0}} \text{ ou } RA = \frac{E_{y0}}{E_{x0}} \quad (\text{II.30})$$

$$\tau = n \frac{\pi}{2}, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (\text{II.31})$$

théoriquement, on peut distinguer trois possibilités de polarisation, selon les valeurs du rapport axial  $RA$  :

- Si  $RA = 1$  ( $RA = 0 \text{ dB}$ ) : la polarisation est circulaire ;
- Si  $RA > 1$  et fini : la polarisation est elliptique ;
- Si  $RA$  tend vers l'infini : la polarisation est linéaire.

Dans la pratique, seule la polarisation circulaire qui nous intéresse. Dans la plupart des

cas, il est très difficile d'obtenir une polarisation circulaire parfaite, une tolérance est alors employée. Comme le cas de la polarisation circulaire, la polarisation elliptique correspond à la somme des deux ondes planes dont les deux composantes du champ électrique ne sont pas de même amplitude, mais elles sont perpendiculaires et déphasées de  $\frac{\pi}{2}$  ou dont les champs ont de même amplitude, mais avec un déphasage différent de  $\frac{\pi}{2}$ . Si RA 1 et fini : la polarisation est elliptique [22].

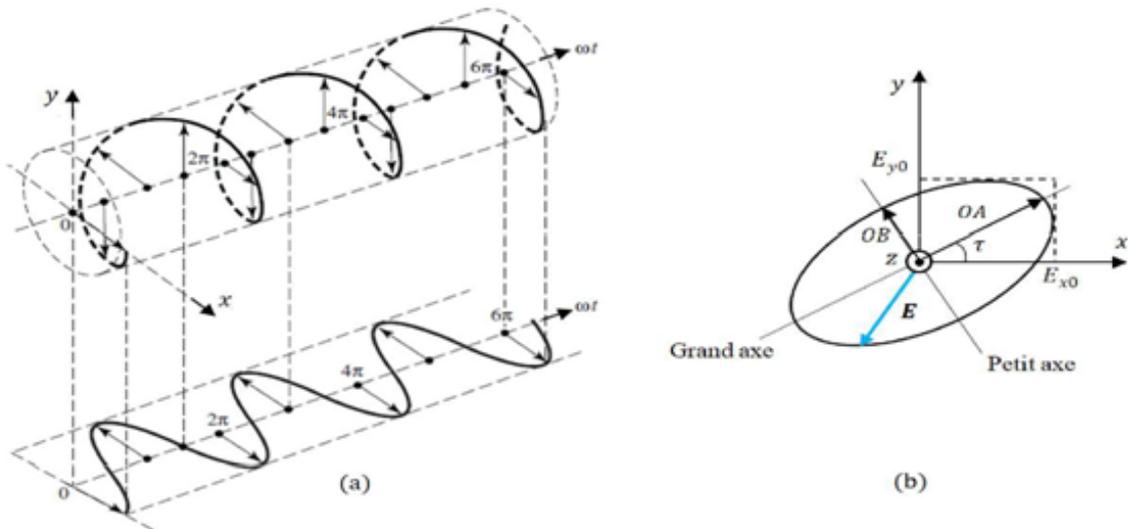


Fig. II.2 – Illustration de sens de rotation : (a) Polarisation main gauche et (b) polarisation main droite.

### II.4.3.1 Etats de polarisation d'une onde électromagnétique

Une onde électromagnétique se propageant dans le vide ou l'air, est représentée par la propagation de deux vecteurs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  selon une direction de propagation caractérisée par un vecteur d'onde  $\vec{K}$ . Ces ondes sont transverses, c'est à dire que les vecteurs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont orthogonaux au vecteur d'onde  $\vec{K}$ .

On va en plus se restreindre ici aux cas des ondes planes progressives, c'est à dire des ondes pour lesquelles le champ  $\vec{E}$  d'une part et le champ  $\vec{H}$  d'autre part prennent chacun même valeur en tous points d'un plan perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde. Ce plan est appelé plan d'onde.

On peut très souvent se ramener au cas des ondes planes pour la lumière en travaillant par exemple avec des faisceaux de lumière parallèle (obtenus à l'aide d'une ou plusieurs lentilles) ou loin des sources[10] .

### II.4.3.2 Champs électromagnétiques et Polarisation

On peut alors écrire sans un tel plan d'onde, pour le vecteur  $\vec{E}$  (avec une relation similaire pour  $\vec{H}$  )

En se plaçant dans un repère sphérique ayant pour origine la source de l'onde avec l'axe orienté le long de la direction de propagation. On peut décrire la direction du champ  $E$  par la relation suivante :

$$\mathbf{E}(\theta, \varphi) = \hat{\theta} E_{\theta} + \hat{\varphi} E_{\varphi} \quad (\text{II.32})$$

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_x(z, t) + \hat{\mathbf{y}} E_y(z, t) \quad (\text{II.33})$$

Sachant que  $E_x(z, t)$  et  $E_y(z, t)$  sont les composantes du champ électrique  $\mathbf{E}$  respectivement dans les directions  $x$  et  $y$ . Si la propagation suit la direction des  $z$  positifs, les deux composantes de champ s'écrivent respectivement comme suit :

$$E_x(z, t) = \text{Re}[E_{x0} e^{j(\omega t - kz + \varphi_x)}] = E_{x0} \cos(\omega t - kz + \varphi_x) \quad (\text{II.34})$$

$$E_y(z, t) = \text{Re}[E_{y0} e^{j(\omega t - kz + \varphi_y)}] = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \varphi_y) \quad (\text{II.35})$$

D'où, la forme trigonométrique peut s'écrire comme suit :

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_{x0} \cos(\omega t - kz + \varphi_x) + \hat{\mathbf{y}} E_{y0} \cos(\omega t - kz + \varphi_y) \quad (\text{II.36})$$

Avec :

- $E_{x0}, E_{y0}$  : les amplitudes respectivement des composantes  $E_x$  et  $E_y$ , du champ électrique  $\mathbf{E}$  ;
- $\varphi_x, \varphi_y$  : les phases initiales des composantes  $E_x$  et  $E_y$  respectivement ;
- $k$  : le nombre d'onde.

### II.4.3.3 Etats de polarisation particuliers

On distingue plusieurs états de polarisation particuliers. On les visualise simplement en représentant, dans un plan d'onde axé, la trajectoire suivie par la pointe du vecteur ( $\mathbf{E}$ ) représenté ici par ces composantes  $E_x$  et  $E_y$  :

Par commodité, on se place dans le plan  $z = 0$  :

$$E_x = E_{x0} \cos(\omega t - \phi_x) \quad (\text{II.37})$$

$$E_y = E_{y0} \cos(\omega t - \phi_y) \quad (\text{II.38})$$

II.36, on obtient :

$$\left(\frac{E_x}{E_{x0}}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{E_{y0}}\right)^2 - 2\left(\frac{E_x}{E_{x0}}\right)\left(\frac{E_y}{E_{y0}}\right)\cos\Delta\varphi = \sin^2\Delta\varphi \quad (\text{II.39})$$

Le sens de rotation de l'onde peut être gauche ou droite, dépendant du déphasage  $\Delta\varphi$ .

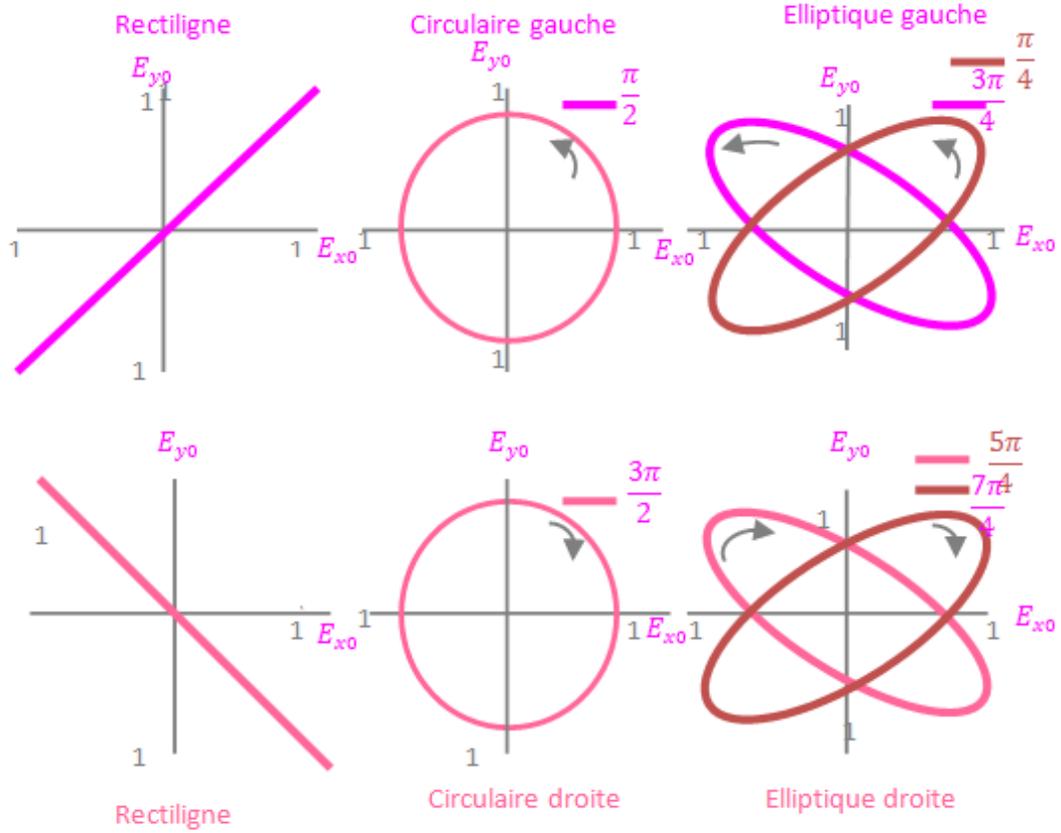


Fig. II.3 – Différents types de polarisation.

### A-Polarisation elliptique

La polarisation elliptique est considérée le cas le plus général de la polarisation, dont l'amplitude et la direction du vecteur champ électrique (ou magnétique) sont simultanément variables au cours du temps. On peut distinguer trois possibilités de configuration du champ dans ce type de polarisation :

- Pour la première configuration, les amplitudes des composantes du vecteur champ électrique sont différentes ( $E_{x0} \neq E_{y0}$ ) et la différence de phase  $\Delta\varphi$  entre les deux composantes est un nombre impair de  $\pi/2$  (Fig. II.4), mathématiquement on peut les écrire par :

$$E_{x0} \neq E_{y0} \quad (\text{II.40})$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\frac{\pi}{2}, \quad n = 0, 2, 4, \dots \quad \text{pour CCW} \quad (\text{II.41})$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\frac{\pi}{2}, \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad \text{pour CW} \quad (\text{II.42})$$

Les sens de rotation CCW et CW sont considérés, en prenant toujours la direction des  $z$  positifs. Si le sens de propagation de l'onde est pris dans la direction des  $z$  négatifs, les sens de rotations CCW et CW doivent être donc inversés.

L'équation de l'ellipse de polarisation est devient pour la première configuration comme suit :

$$\left(\frac{E_x}{E_{x0}}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{E_{y0}}\right)^2 = 1 \quad (\text{II.43})$$

Cette expression représente l'équation d'une ellipse de centre  $O$  dont  $E_{x0}$  et  $E_{y0}$  sont les amplitudes maximales respectivement dans les directions  $x$  et  $y$ .

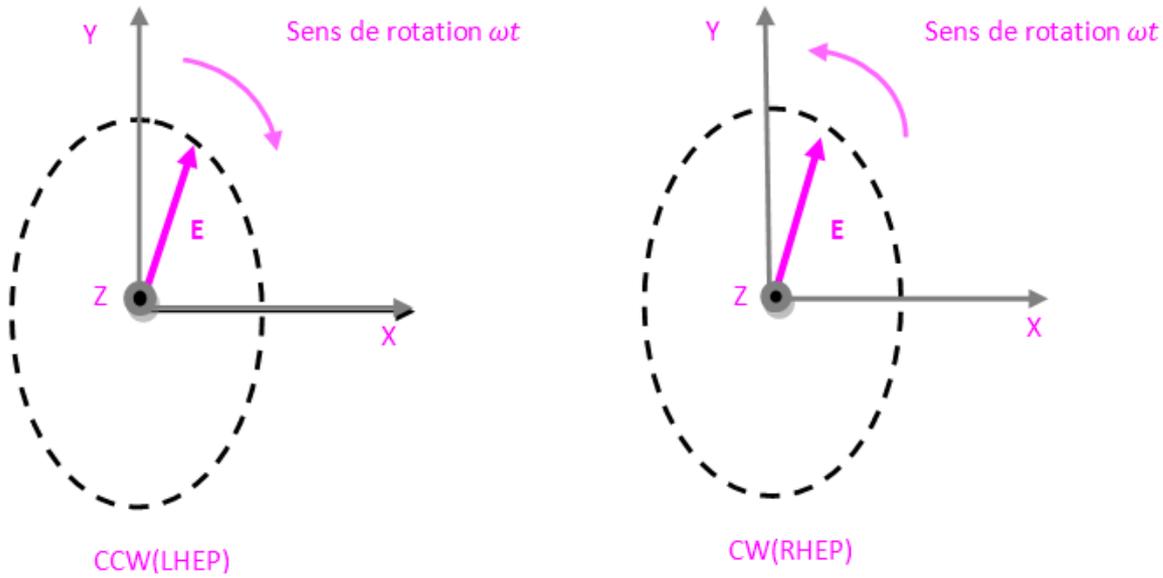


Fig. II.4 – Polarisation elliptiques gauche et droite ( $\tau = n\pi/2$ ,  $n=0,1,2, \dots$ ).

• Pour la deuxième configuration, où l'ellipse suit une direction arbitraire, ni dans  $x$  ni dans  $y$  (Fig. II.5), c'est à dire :

$$E_{x0} \neq E_{y0} \quad (\text{II.44})$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x \neq \pm n\frac{\pi}{2} = \begin{cases} \Delta\varphi > 0 \text{ pour } CCW \\ \Delta\varphi < 0 \text{ pour } CW \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Avec  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

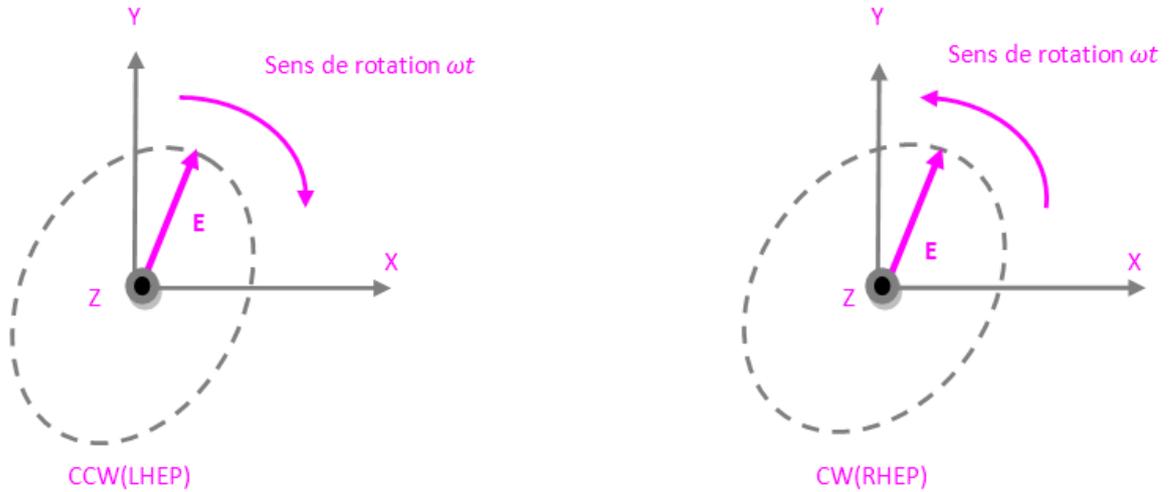


Fig. II.5 – Polarisations elliptiques gauche et droite ( $\tau \neq n\pi/2$ ,  $n=0,1,2, \dots$ ).

- La troisième possibilité qui est généralement peu décrite dans la littérature correspond à un cas où les amplitudes  $E_{x0}$  et  $E_{y0}$  sont égales ; c'est à dire l'angle d'inclinaison soit égal à un nombre impair de  $\pi/4$  (Fig. II.6) sous condition que le déphasage  $\Delta\varphi \neq \pm n\frac{\pi}{2}$  et  $\Delta\varphi \neq n\pi$  ( $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ). Ceci pour que la polarisation ne soit pas circulaire ni rectiligne.

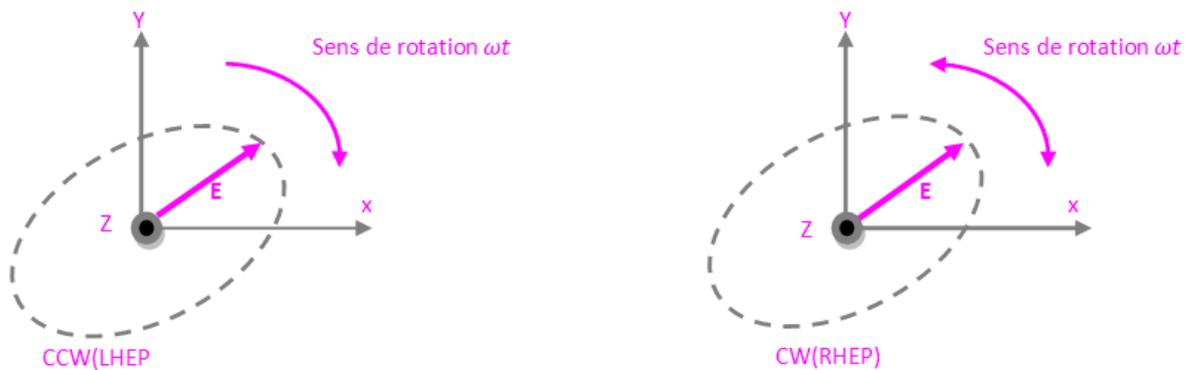


Fig. II.6 – Polarisations elliptiques gauche et droite avec inclinaison  $\tau = n\pi/4, n=1,3,5, \dots$

Le sens de rotation de l'extrémité du champ  $E$  décrivant un cercle ou une ellipse dans le plan polarisation (plan d'onde) qui est perpendiculaire à la direction de propagation. Selon le sens de rotation du champ électrique, on peut distinguer deux possibilités :

- La rotation de champ électrique dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, notée par CCW (counterclockwise) ou encore polarisation main gauche.
- La rotation de champ électrique dans le sens des aiguilles d'une montre, notée par CW (clockwise) autrement dit polarisation main droite.

Une autre façon de notation peut également être utilisée : -Pour la polarisation elliptique : le sens CW est noté par RHEP (Right Handed Elliptical Polarization) et le sens CCW est noté par LHEP (Left Handed Elliptical Polarization)

-Pour le cas de la polarisation circulaire : le sens CW est noté par RHCP (Right Handed

Circular Polarization) est le sens CCW est noté par LHCP (Left Handed Circular Polarization) [22]

## B-Polarisation circulaire

La polarisation circulaire : correspond à une polarisation elliptique dans laquelle les longueurs du grand axe et du petit axe de l'ellipse sont égales (les amplitudes des deux composants sont identiques) et la différence de phase entre eux est un multiple impair de  $\frac{\pi}{2}$ . C'est-à-dire, déphasées de  $90^\circ$  soit

$$E_{x0} = E_{y0} \quad (\text{II.46})$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\frac{\pi}{2}, \quad n = 0, 2, 4, \dots \quad \text{pour CCW} \quad (\text{II.47})$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\frac{\pi}{2}, \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad \text{pour CW} \quad (\text{II.48})$$

Donc, l'équation de l'ellipse de polarisation, dans ce cas de polarisation, devient :

$$E_x^2 + E_y^2 = E_{x0}^2 = E_{y0}^2 \quad (\text{II.49})$$

Elle représente l'équation d'un cercle de centre  $O$  et de rayon  $R = E_{x0} = E_{y0}$  (Fig. II.7).

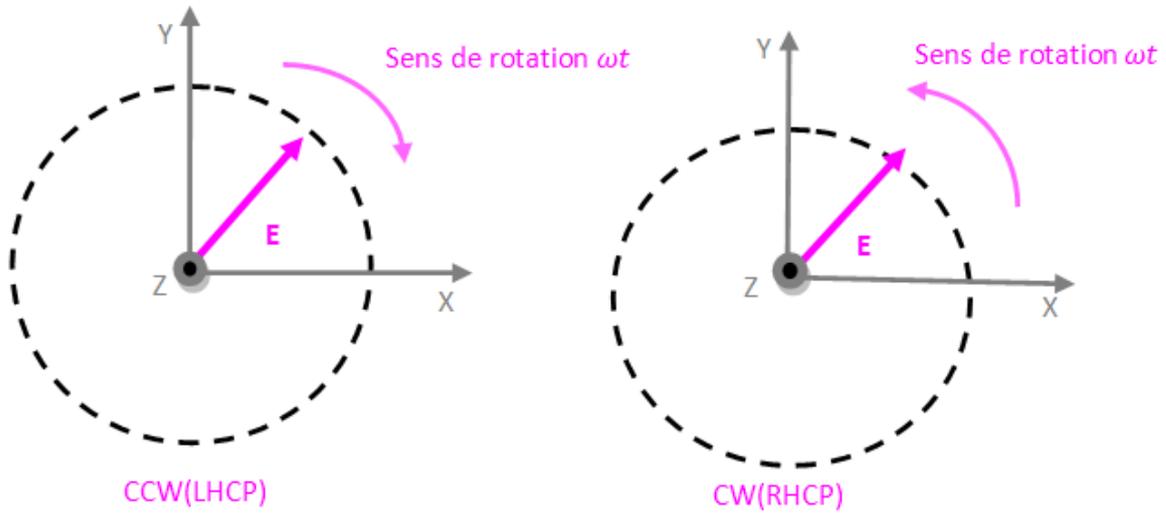


Fig. II.7 – Polarisations circulaires gauche et droite .

## C-Polarisation linéaire

Une onde plane est dite polarisée linéairement lorsque la direction du champ électrique ne varie pas dans le temps [23] :

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{II.50})$$

D'après l'équation II.39 de l'ellipse de polarisation, en résulte que : Les composantes oscillent en phase

$$E_x = \frac{E_{x0}}{E_{y0}} E_y, \quad n = 0, 2, 4, \dots \quad (\text{II.51})$$

$$E_x = -\frac{E_{x0}}{E_{y0}} E_y, \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{II.52})$$

Ce sont des équations d'une droite de pentes, respectivement,  $E_{x0}/E_{y0}$  et  $-E_{x0}/E_{y0}$ . La Figure II.8 présente les deux cas associés aux équations II.51 et II.52.

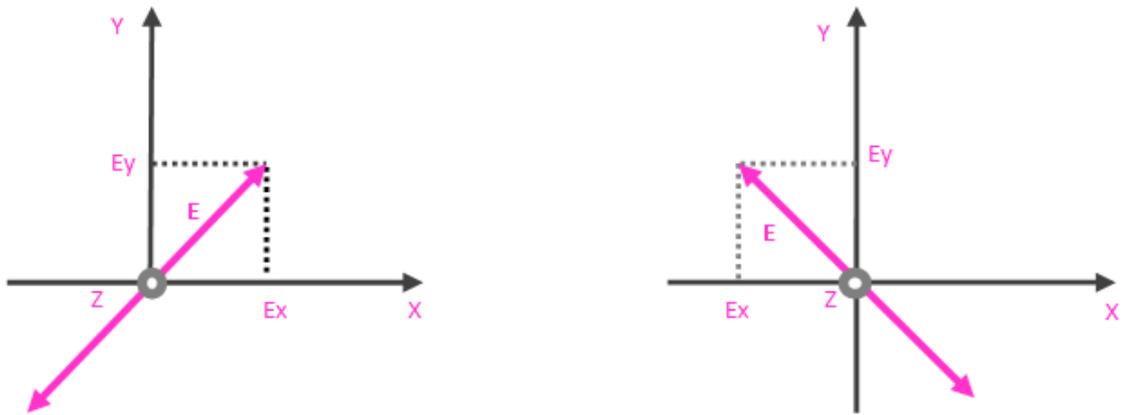


Fig. II.8 – Polarisation linéaire : cas oblique

• **Polarisations horizontale et verticale**

L'onde électromagnétique peut rayonnée linéairement : horizontale (H) ou verticale (V), selon l'orientation du champ électrique par rapport au sol

- Quand le champ électrique est parallèle au sol, la polarisation est verticale (fig.II.9a)
- Quand le champ électrique est perpendiculaire au sol, la polarisation est horizontale (fig.II.9b)

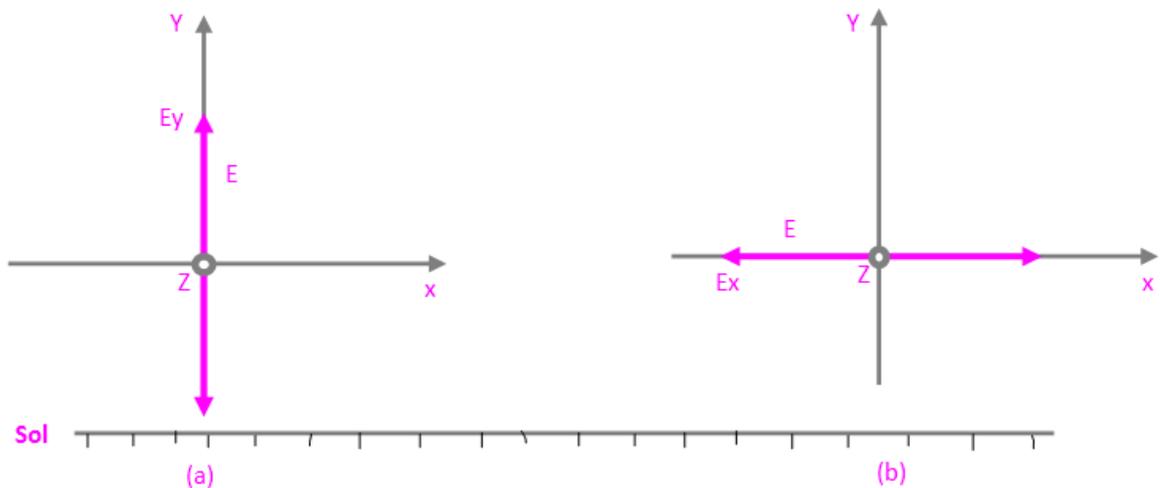


Fig. II.9 – Polarisation linéaire : (a) Polarisation verticale, (b) Polarisation horizontale

### • Modes de propagation

On appelle mode transverse électrique, ou mode TE, un mode de propagation tel que  $E=0$  dans le plan d'incidence, c'est-à-dire quand le champ électrique est orthogonal à la direction de propagation (fig II.10.a).

On appelle mode transverse magnétique, ou mode TM, un mode de propagation tel que  $H=0$  dans le plan d'incidence, c'est-à-dire quand le champ magnétique est orthogonal à la direction de propagation (fig II.10.b).

On appelle mode transverse électrique-magnétique, ou mode TEM, un mode de propagation tel que  $E \neq 0$  et  $H \neq 0$  dans la plan d'incidence (fig II.10.c) [24].

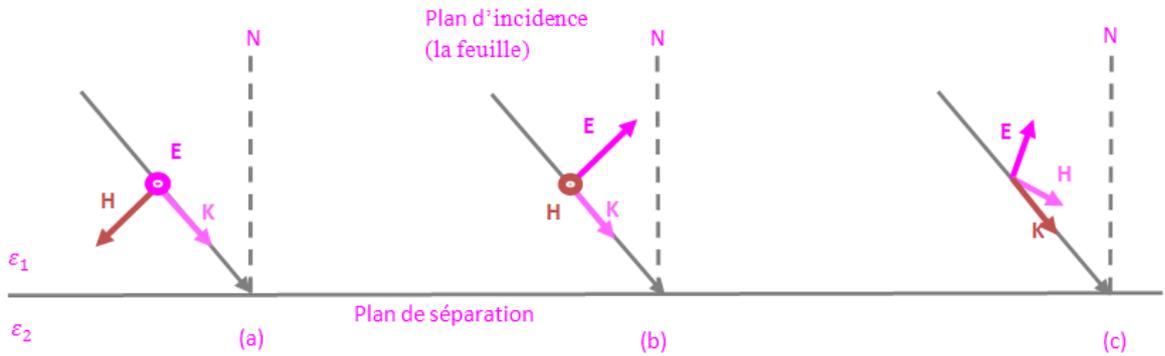


Fig. II.10 – Polarisation de champ : (a) mode TE, (b) mode TM, (c) mode TEM .

#### II.4.3.4 rendement de polarisation

Le rendement de polarisation décrit les pertes par polarisation. Il est estimé par l'écart entre l'orientation du vecteur champ de l'onde et de l'antenne. Le rendement de polarisation noté par  $\eta_p$  donné par [3] :

$$\eta_p = |\cos \psi_p|^2 \quad (\text{II.53})$$

Considérons que le vecteur champ électrique de l'onde incidente peut être écrit comme suit :

$$\mathbf{E}_i = \hat{\rho}_i E_i \quad (\text{II.54})$$

Où  $\hat{\rho}_i$  est le vecteur unitaire de l'onde incidente (Fig. II.11).

La polarisation du champ électrique de l'antenne de réception peut s'exprimer comme :

$$\mathbf{E}_r = \hat{\rho}_r E_r \quad (\text{II.55})$$

Où  $\hat{\rho}_r$  est son vecteur unitaire de réception Figure II.11.

Le rendement de polarisation peut donc s'exprimer en fonction des vecteurs unitaires  $\hat{\rho}_i$  et  $\hat{\rho}_r$  par :

$$\eta_p = |\hat{\rho}_i \hat{\rho}_r|^2 = |\cos \psi_p|^2 \quad (\text{II.56})$$

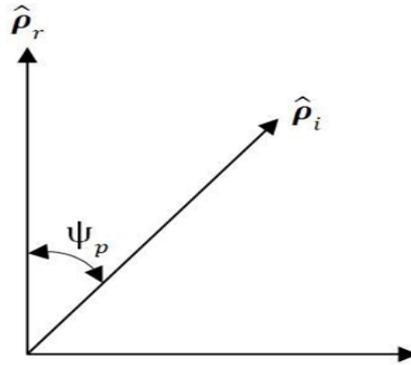


Fig. II.11 – polarisation des vecteurs unitaires de l'onde incidente  $\rho_i$  et de l'antenne de réception  $\rho_r$ .

A titre d'exemple, le rendement de polarisation des antennes à ouvertures et des antennes filaires, est bien expliqué dans la Fig II.13.

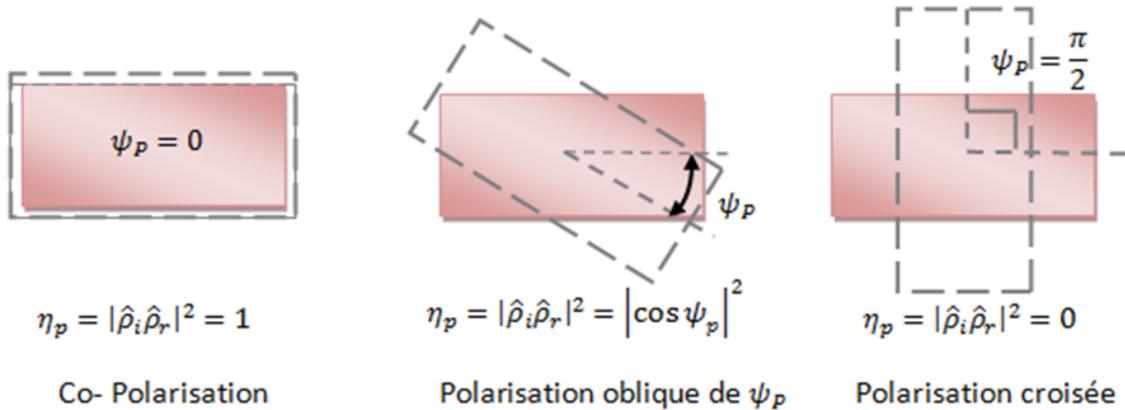


Fig. II.12 – Rendement de polarisation d'une antennes à ouvertures.

## II.5 Antenne imprimée à polarisation circulaire

Les ondes électromagnétiques propagent des champs vectoriels, on dit qu'elles sont polarisées. Le champ magnétique d'une onde plane se déduit directement du champ électrique qui est le seul à être utilisé pour définir la polarisation [25]. Les antennes patch n'ont pas toutes une polarisation rectiligne.

Selon leur structure de conception, il est possible d'obtenir une polarisation elliptique ou circulaire. Les patches rectangulaires discutés ci-dessus, rayonnent principalement des ondes polarisées linéairement, si des alimentations conventionnelles sont utilisées sans aucune modification. Cependant, des polarisations circulaires et elliptiques peuvent être obtenues en utilisant diverses dispositions d'alimentation ou de légères modifications faites aux éléments.

La polarisation circulaire peut être obtenue si deux modes orthogonaux sont excités avec une différence de phase de  $90^\circ$  entre eux. Cela peut être fait en ajustant les dimensions physiques du patch en utilisant un simple ou plusieurs alimentations.

Pour un patch carré, le moyen le plus simple pour générer une polarisation circulaire, consiste à alimenter l'élément sur deux bords adjacents, comme le montrent II.13 et II.14, ceci est pour exciter les deux modes orthogonaux ; le  $TM_{010}^x$  et le  $TM_{001}^x$ . La différence de phase en quadrature est obtenue en alimentant l'élément avec un diviseur de puissance  $90^\circ$  ou une jonction hybride  $90^\circ$  [20].

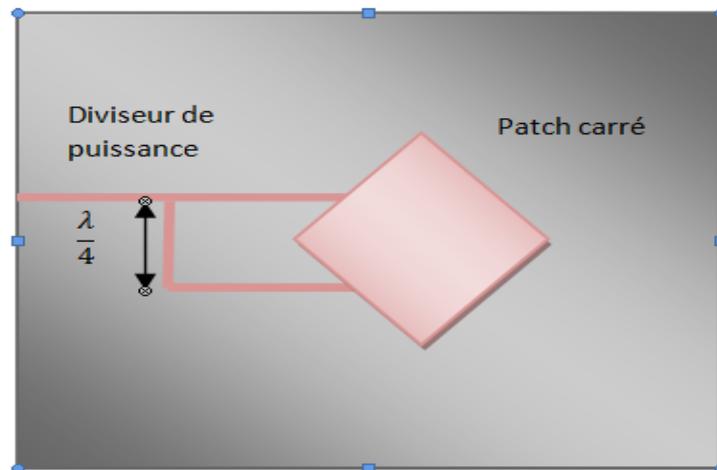


Fig. II.13 – A-Patch carré excité sur les côtés adjacents par une division de puissance

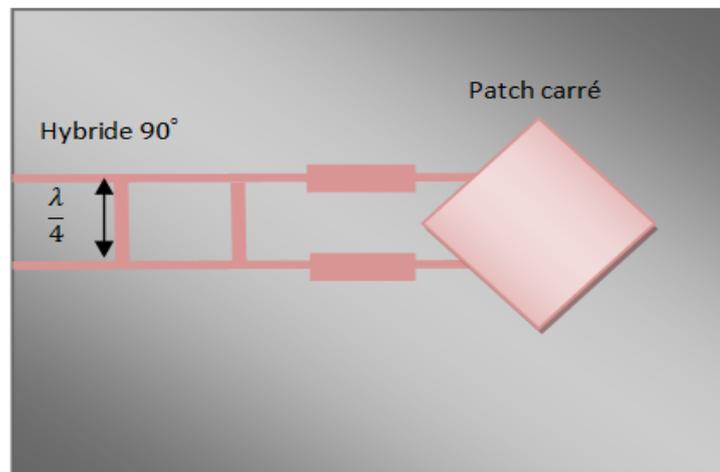


Fig. II.14 – B-Patch carré excité sur les côtés adjacents par une jonction hybride  $90^\circ$

Pour les modes d'ordre supérieur, l'espacement entre les deux sources pour obtenir une polarisation circulaire est différent. Ceci est illustré dans la II.15 et également présenté dans II.1 . Cependant, pour préserver la symétrie et minimiser la polarisation croisée, en particulier pour les substrats relativement épais, deux sondes d'alimentation supplémentaires situées diamétralement à l'opposé des pôles originales sont généralement recommandées.

Le tableau II.1 récapitule une classification de différentes configurations typiques d'an-

Configuration de l'antenne		CP bande	complexité
Antenne patch à simple excitation		typiquement étroite	faible
2*Antenne patch à double excitation	Jonction hybride	large	élevée
	Offset de $\lambda/4$	étroite	moyenne

TABLE II.1 – Comparaison entre les configurations typiques d'antennes patches à polarisation circulaire.

TABLE II.2 – Espacement angulaire de sonde d'alimentation de différents modes pour la polarisation circulaire.

	$TM_{110}$	$TM_{210}$	$TM_{310}$	$TM_{410}$	$TM_{510}$	$TM_{610}$
$\alpha$	$90^\circ$	$45^\circ$ ou $135^\circ$	$30^\circ$ ou $90^\circ$	$22.50^\circ$ ou $67.50^\circ$	$18^\circ, 54^\circ$ ou $90^\circ$	$15^\circ, 45^\circ$ ou $75^\circ$

tennes patches à polarisation circulaire [20].

Pour les modes pairs  $TM_{210}^Z$  et  $TM_{410}^Z$ , et les quatre sondes d'alimentation doivent avoir des phases de  $0^\circ, 90^\circ, 0^\circ$  et  $90^\circ$  alors que les modes impairs ( $TM_{110}^Z$  et  $TM_{310}^Z$ ) doivent avoir des phases de  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$  et  $270^\circ$ , comme le montre la figure II.15.

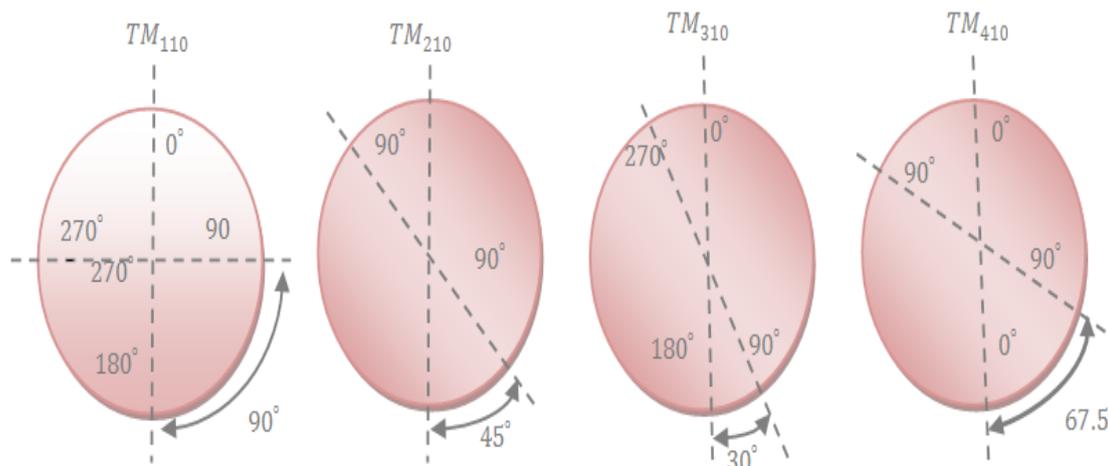


Fig. II.15 – Disposition du patch rectangulaire pour la polarisation circulaire

Une polarisation circulaire peut être également atteinte par une excitation à  $45^\circ$  au coin d'un patch presque carré (Fig. II.16) (a).

En alimentant l'élément le long de la diagonale, en partant du coin inférieur gauche vers le coin supérieur droit, comme il a été montré dans (Fig. II.16) (b), on obtient théoriquement une polarisation circulaire à gauche.

La polarisation circulaire à droite peut être obtenue en alimentant le long de la diagonale opposée comme montre (Fig. II.16) (c).

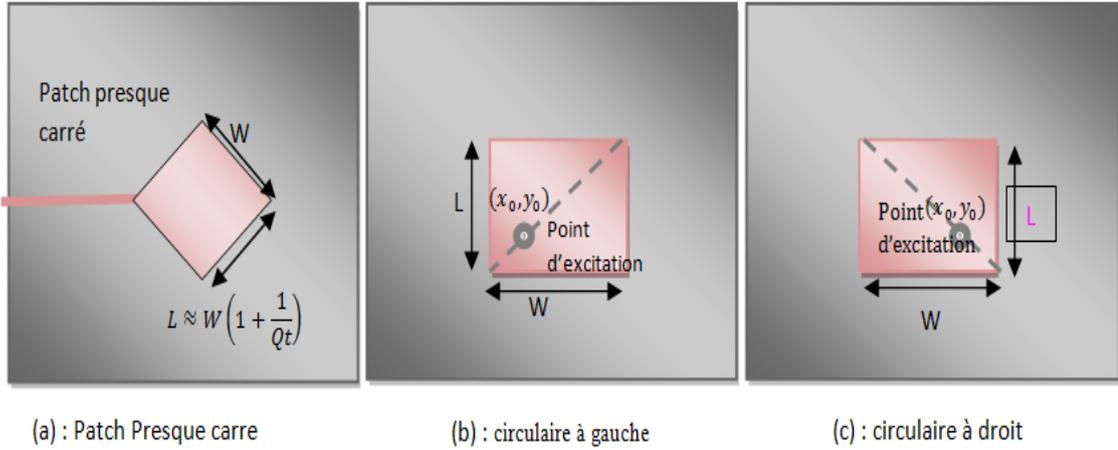


Fig. II.16 – Dispositions à alimentation unique pour la polarisation circulaire des patches rectangulaires.

D'autres moyens pratiques pour obtenir une polarisation circulaire, consistent à couper des fentes très fines comme le montrent les figures (a, b) avec les dimensions,

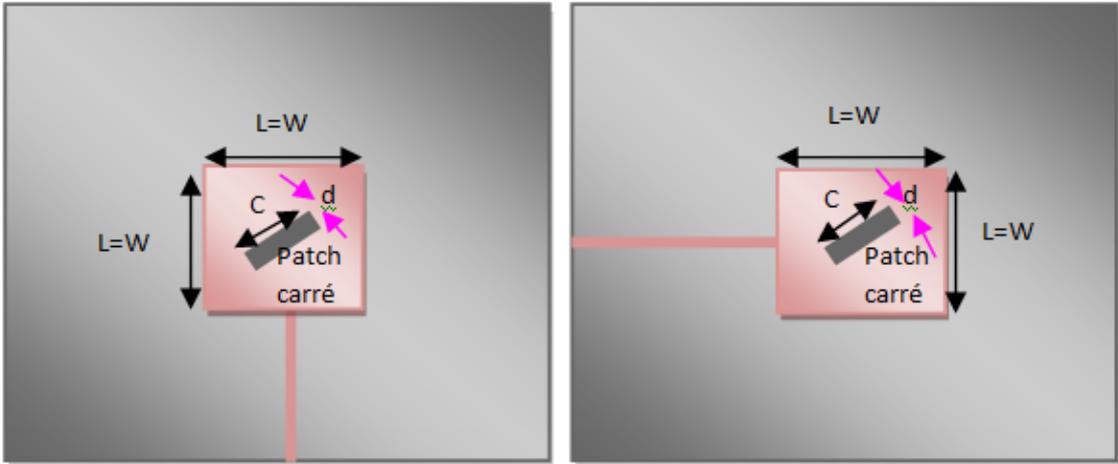


Fig. II.17 – Disposition du patch rectangulaire pour la polarisation circulaire

Les fréquences de résonance  $f_1$  et  $f_2$  de la largeur de bande associées aux deux longueurs  $L$  et  $W$  d'une antenne micro-ruban rectangulaire sont :

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}}} \quad (\text{II.57})$$

$$f_2 = f_0 \sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}} \quad (\text{II.58})$$

$f_0$  est la fréquence centrale de la bande et  $Q_t$  le facteur de qualité total.

$$c = \frac{L}{2.72} = \frac{W}{2.72} \quad (\text{II.59})$$

$$d = \frac{L}{27.2} = \frac{W}{27.2} \quad (\text{II.60})$$

Une autre méthode consiste à couper les extrémités des deux coins opposés d'un patch carré et alimenter au point 1 ou 3, comme le montre la Figure II.18. La polarisation circulaire peut également être obtenue avec un patch circulaire en le rendant légèrement elliptique ou en ajoutant des languettes, comme illustré à la Figure II.19.

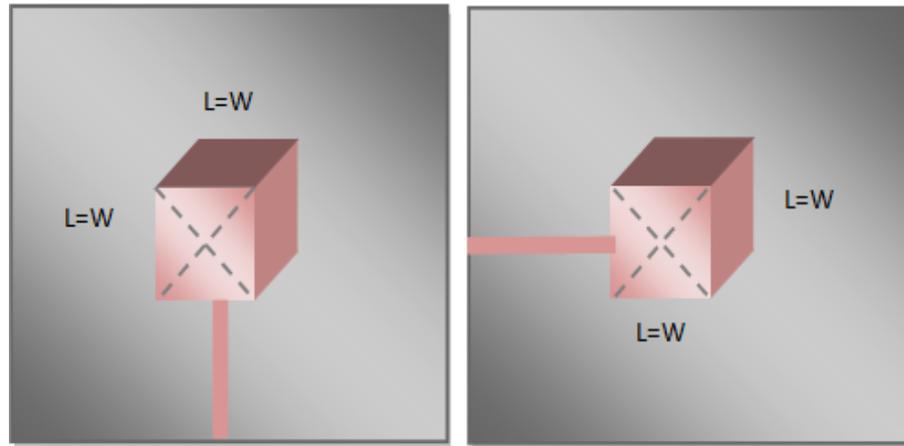


Fig. II.18 – Patch carré a coins coupés, alimenter par ligne micro-ruban

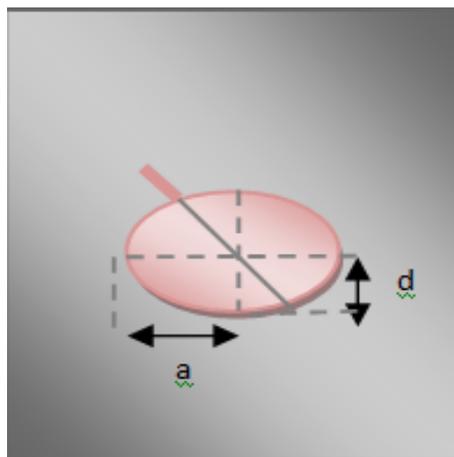


Fig. II.19 – patch elliptique avec stub a polarisation circulaire

### II.5.1 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la propagation des ondes électromagnétiques en général, par la suite nous avons étalé sur les différents types de polarisation de champ ou la configuration du champ soit disons. Aussi, nous avons introduit les propriétés d'une onde électromagnétique plane et nous avons parlé en fin sur les mécanismes d'antennes patchs planaires avec lesquels on peut générer une onde circulairement polarisé.

# *Résultats et discussion*

## **III.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous allons proposer une antenne patch planaire constituer de trois éléments placés dans une fente qui alimentée par une ligne coplanaire. L'intégration de trois éléments nous permettre de construire une antenne large bande à polarisation circulaire.

L'antenne proposée couvre une large bande de fréquences à polarisation circulaire, ce qui est très intéressant dans la pratique. Les résultats de simulation sont trouvés par le logiciel de simulation CST Microwave studio. Ce chapitre commencera premièrement par une présentation du logiciel utilisé dans ce travail, après nous présenterons les conceptions et configurations des antennes proposées. Par la suite, nous discuterons et interpréterons les résultats de simulation. La structure d'antenne proposée est très recommandée dans les systèmes de communication par satellite et radars grâce à ses avantages par rapport à d'autres types d'antennes.

## **III.2 Outil de simulations : CST Microwave Studio**

Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology), c'est le logiciel que nous employons. Il est spécialisé pour la simulation en 3D des composants à haute fréquence basé sur la résolution des équations de MAXWELL suivant la technique des intégrales finies (FIT, Finit Integration Technique).

CST Microwave Studio est un simulateur solide, versatile et applicable à une grande variété de structures. Il permet l'analyse rapide et précise des dispositifs à haute fréquence tel que : les antennes, les filtres, etc.

L'utilisateur est amené à représenter la structure de l'antenne, indiquer les caractéristiques des matériaux, définir les ports, valider et simuler le modèle dans le logiciel. Plus que les autres méthodes que l'on utilise couramment, l'effort numérique de CST croit plus faiblement que l'ampleur du problème, ce qui lui donne son plus grand avantage.

Cet avantage est plus éloquent au fur et à mesure que les circuits s'agrandissent et que les fréquences augmentent. En outre, vu que le calculateur du domaine de temps du logiciel

agit rapidement sur une immense bande de fréquences correspondant à une faible impulsion d'entrée dans le domaine temporel, le CST se trouve plus approprié pour simuler sur des gammes de fréquence élevées.

L'une des raisons de notre choix de ce logiciel est le gain de temps de calcul obtenu lors de la simulation d'antenne large bande, à travers l'usage d'un outil de résolution.

### III.3 Etapes de simulation

Après avoir lancé le logiciel, l'interface ci-dessous apparaît pour créer un nouveau projet sélection de l'environnement dans lequel la structure sera créée. Il s'agissait de sélectionner les unités, le matériau de l'environnement voisin, les conditions aux limites, ainsi que la plage de fréquence dans laquelle on analyse le problème.

Pour les antennes planaires imprimées, il faut sélectionner les conditions aux limites de telle sorte que toutes les faces accèdent à l'espace libre, excepté celle où sera défini le plan de masse, la face opposée au patch.

Sur la figure ci-dessous, après démarrage du CST Studio Suite, vous serez invité à ouvrir un fichier existant ou à créer un nouveau projet.

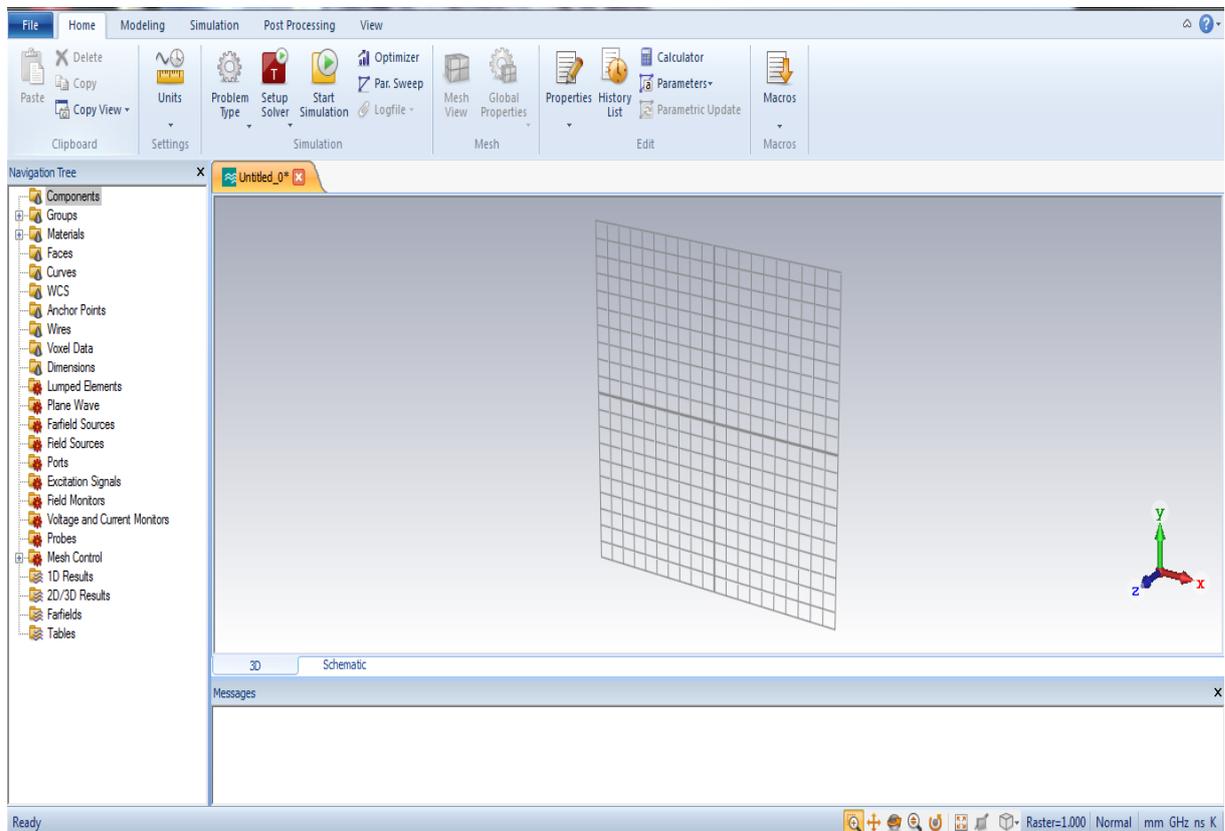


Fig. III.1 – La fenêtre principale du logiciel CST.

### III.3.1 Création du plan de masse

- 1- Activez l'outil de briques en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet.
- 2- On peut définir un point de départ par double-clic sur un emplacement sur le plan du dessin.
- 3- après, on peut sélectionner la base de la face de coin de la brique sur le plan du dessin par double-cliquant dessus.
- 4- Ensuite, définir la hauteur de la brique en faisant glisser la souris. Double-cliquer pour fixer la hauteur de la brique.
- 5- la boîte de dialogue s'ouvre où on peut introduire les valeurs numériques de toutes les coordonnées et cliquez sur OK. Dans ce cas (PEC : perfect electric conductor)

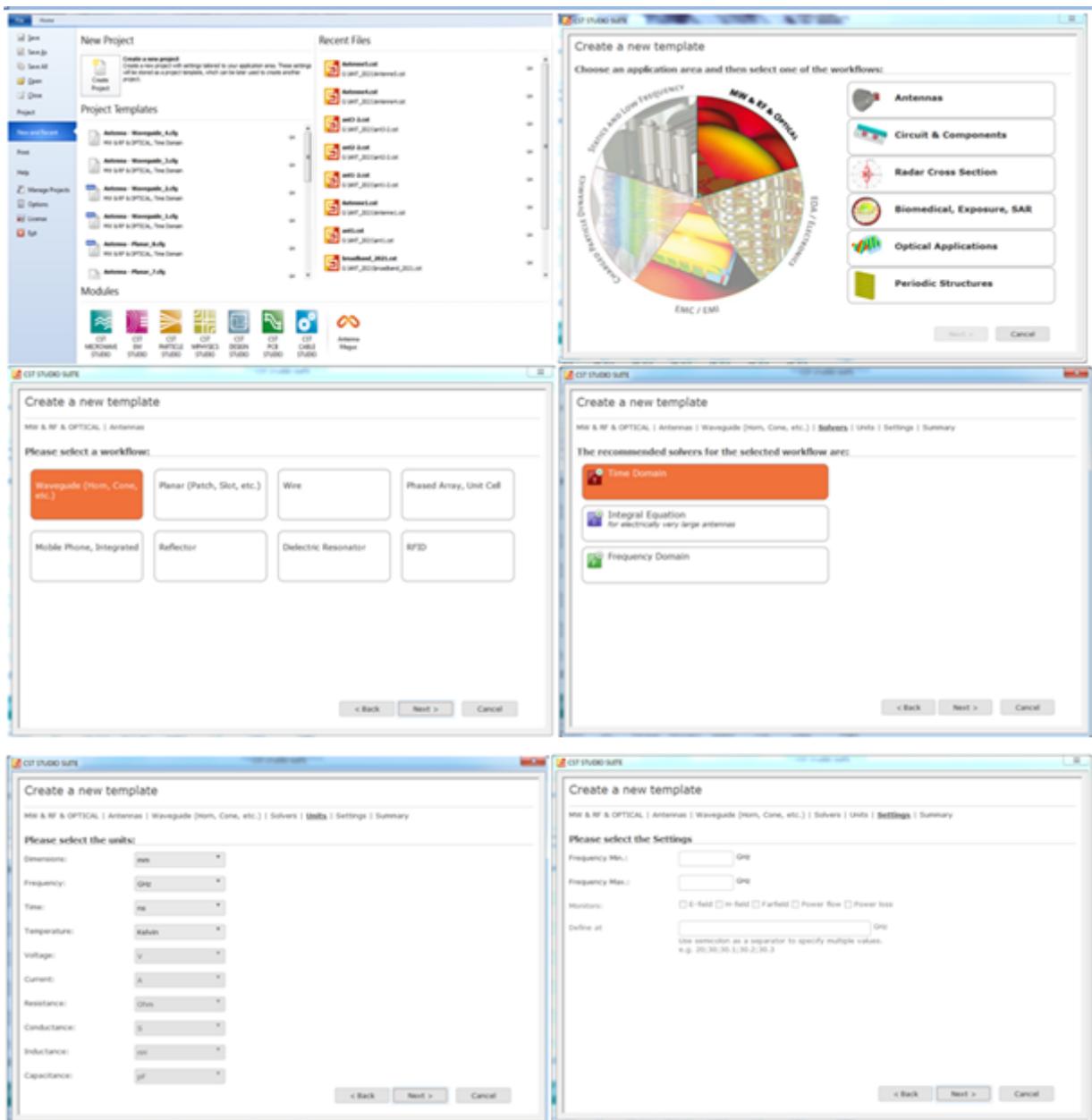


Fig. III.2 – Les fenêtres pour créer un nouveau projet

### III.3.2 Création du substrat diélectrique

Les mêmes étapes utilisées pour créer un plan de masse sont suivies pour créer le matériau diélectrique, qu'est le FR-4 (Lossy).

### III.3.3 Création du port

Enfin, la dernière étape, c'est l'excitation de la structure avec un port avant la phase de calculs et de résolution du problème électromagnétique. On peut opter soit pour un port guide d'onde, soit pour un port discret.

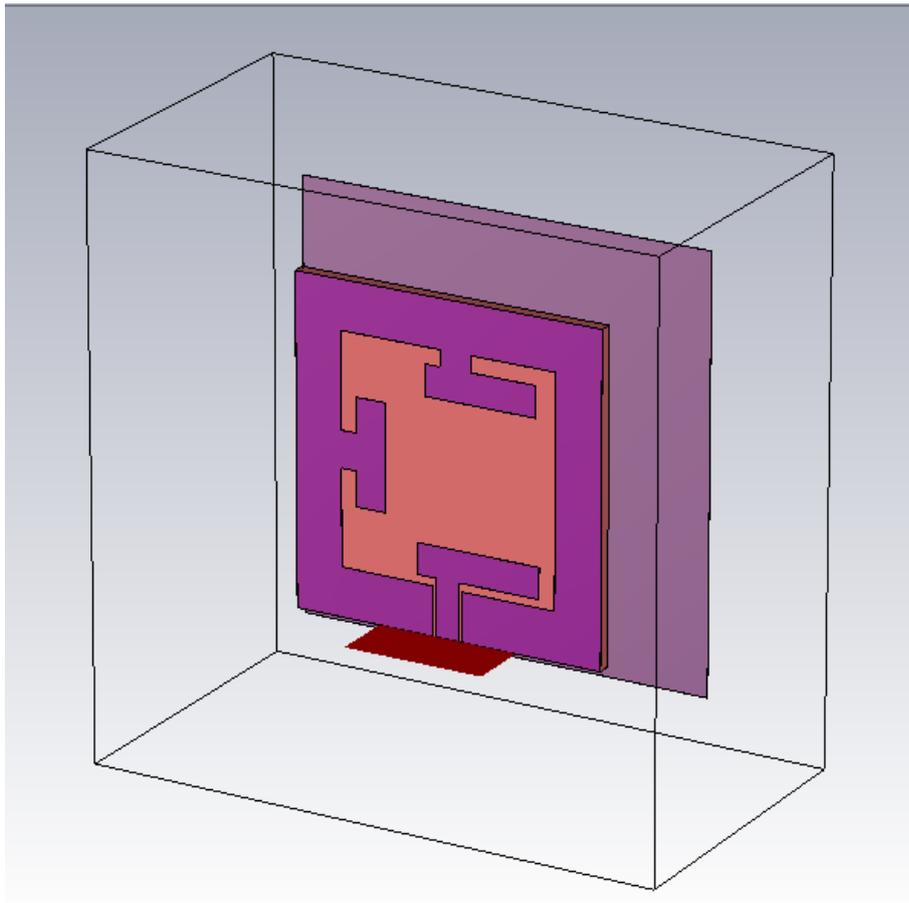


Fig. III.3 – structure de l'antenne réalisée

### III.4 Scénario de conception de l'antenne proposée

La structure d'antenne proposée est conçue en passant par cinq étapes, comme illustrée dans la figure III.4. Cette antenne est alimentée par une ligne coplanaire (CPW : coplanaire waveguide porte) caractérisée par une impédance caractéristique de  $50\Omega$ . L'antenne est conçue sur un substrat FR-4(lossy) avec une permittivité relative de 4.3 avec une épaisseur  $h = 1.6$  mm.

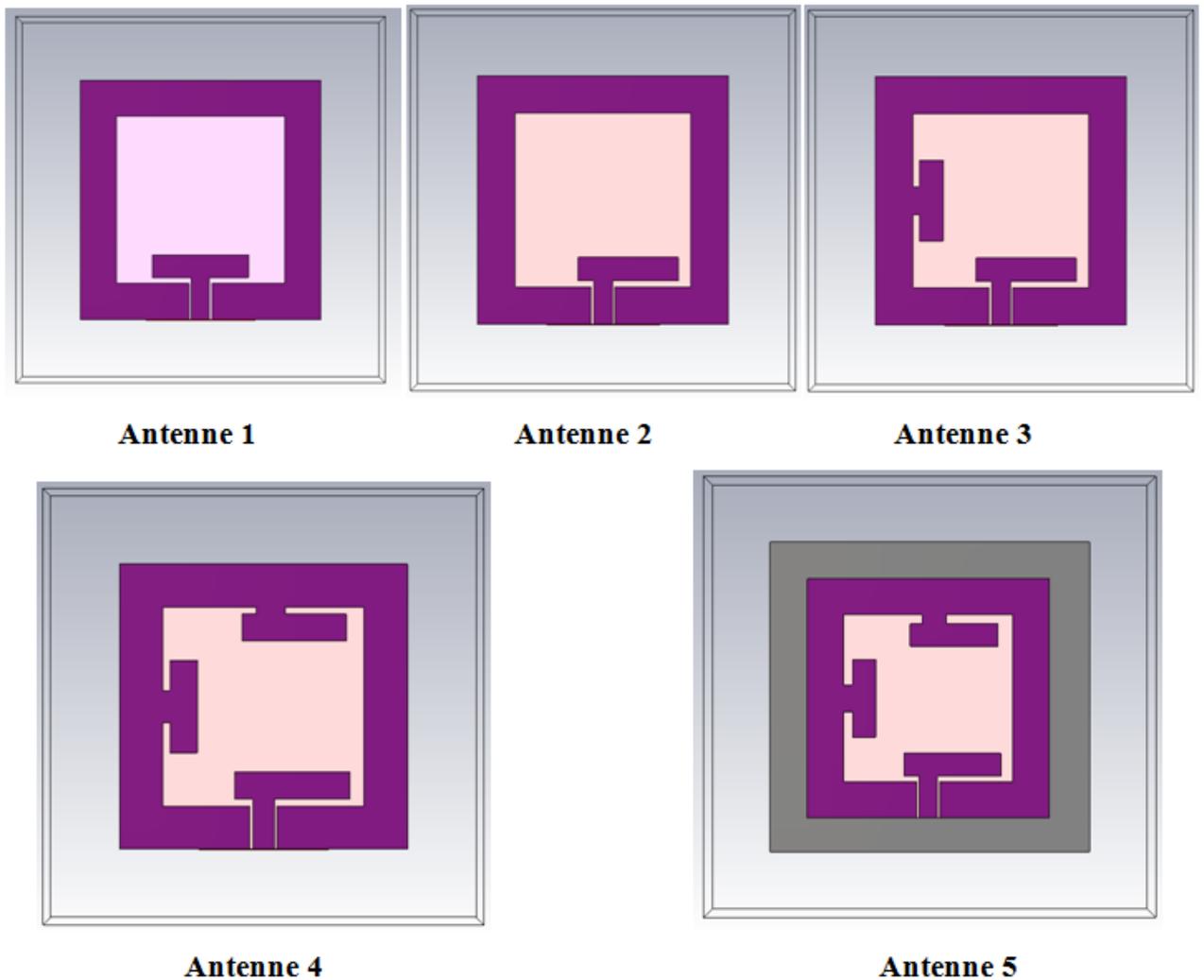


Fig. III.4 – Scénario de conception de l'antenne proposée.

### III.5 Étude paramétrique

Dans cette partie de ce travail, nous étudions l'influence de différents éléments sur le coefficient de réflexion, le gain et le rapport axial. Cette étude est menée pour comprendre les effets de divers éléments de l'antenne sur la polarisation de l'antenne ainsi que sur les autres paramètres afin de les optimiser et d'aboutir à une structure finale optimale. On cherche à trouver les dimensions optimales de la géométrie pour couvrir une large bande de fréquences à polarisation circulaire.

L'antenne finale conçue, qui est l'antenne 5, fonctionne sur une bande de fréquence entre 3 GHz et 10.87 GHz. On cherche parmi les cinq antennes précédentes, l'antenne optimale qui nous donne la meilleure polarisation circulaire sur la plus large bande. Il faut prendre en considération les contraintes suivantes pour choisir la meilleure antenne :

- un coefficient de réflexion  $S_{11}$  inférieur à  $-10$  dB sur une large bande
- un rapport axial inférieur à 3 dB, sous condition que l'antenne soit complètement adaptée sur la bande à polarisation circulaire
- Un rayonnement stable dans la direction considérée.

### III.5.1 Coefficient de réflexion S11

On présente d'abord les résultats de simulation de différentes antennes. La figure III.5 montre bien les résultats de simulation du paramètre S11 en dB pour différentes formes d'antennes en fonction de la fréquence. On peut constater clairement que la largeur de bande varie avec la variation de la géométrie de l'antenne.

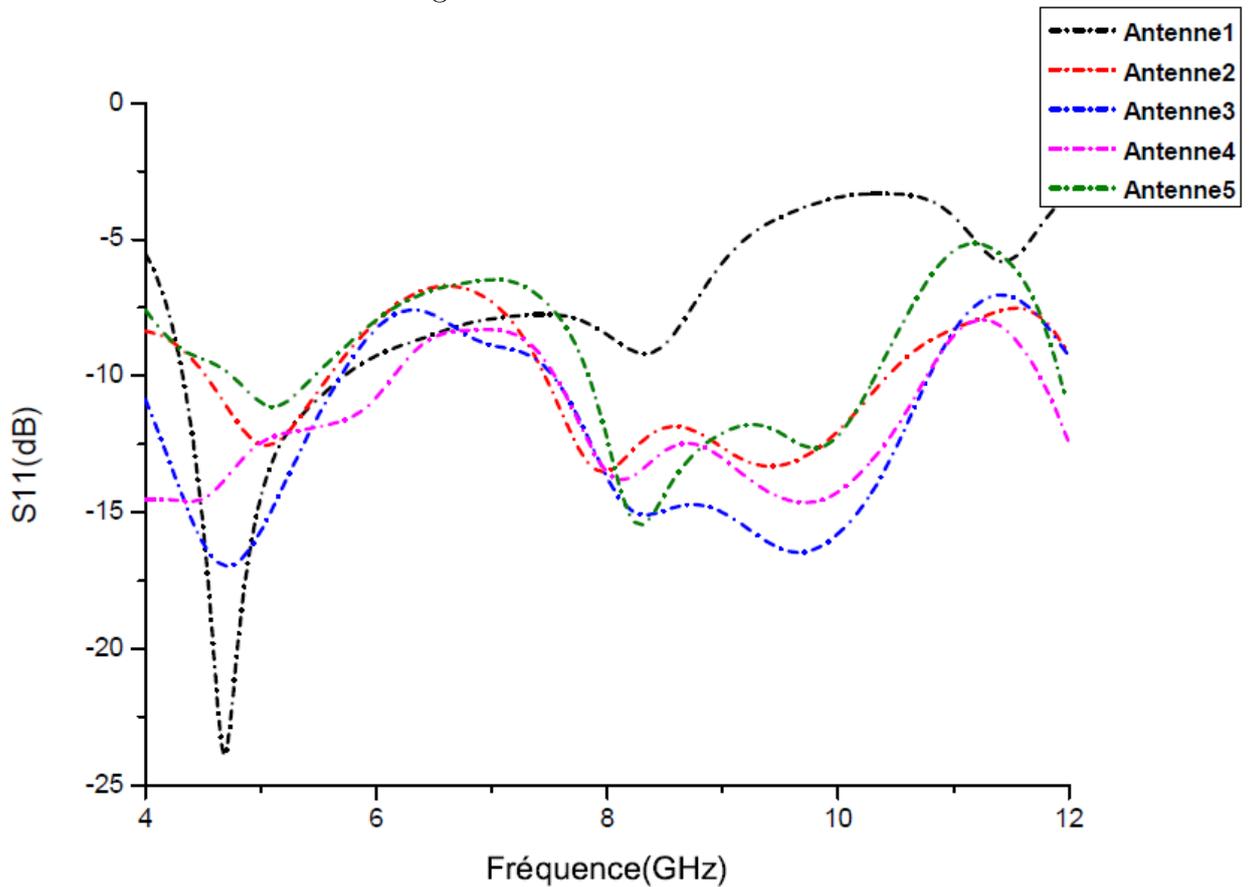


Fig. III.5 – Coefficient de réflexion S11 en dB en fonction de la fréquence en GHz pour différentes configurations de l'antenne proposée.

En comparant le coefficient de réflexion S11 obtenu dans les cinq cas considérés, comme il a été illustré par la figure III.5 il faut noter que la première résonance est au-alentour de 4.8 GHz pour les cinq antennes avec un très faible décalage. Les antennes sont adaptées, et elles présentent aussi une deuxième résonance à 8 GHz, mais seulement pour les antennes 2, 3, 4 et 5, qu'ont une troisième résonance au-alentour de 10 GHz. L'antenne 1 présente une troisième résonance plus loin à environ 12 GHz.

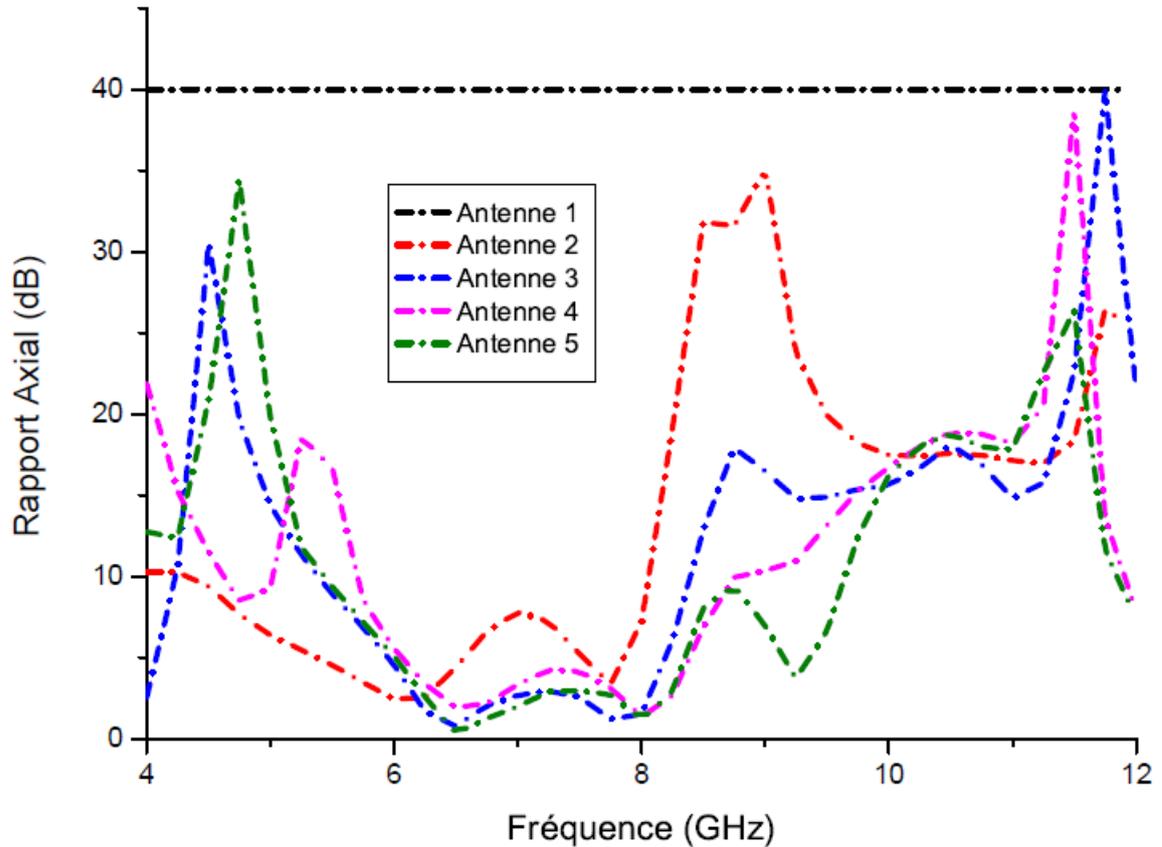


Fig. III.6 – Le rapport axial en dB en fonction de la fréquence en GHz pour différentes configurations de l'antenne proposée.

Le deuxième paramètre critique, qui a été étudié soigneusement pendant la conception de l'antenne est le rapport axial. Celui-ci caractérise la pureté de polarisation circulaire. Un rapport axial égale à 0 est parfait ; un rapport axial inférieur à 3 dB est acceptable dans la pratique.

D'après la figure III.6, le rapport axial de la première antenne (antenne 1) est constant et égal à 40 dB, signifie que la polarisation est linéaire. Les Antennes 2,3 et 4 présentent un rapport axial partiellement supérieur à 3 dB sur la bande de fréquences voulue. On n'a que l'antenne 5 qui a un rapport axial inférieur à 3 dB sur une large bande allant de 6.2 à 8.2 GHz.

La figure III.7 présente le gain maximal et le gain dans la direction verticale du  $\theta=0^\circ$  et  $\phi=0^\circ$  pour les cinq antennes en fonction de la fréquence. Le gain maximal est faible pour les antennes 1,2,3 et 4 et il ne dépasse pas les 5dBi sur toute la bande de fréquences. Par contre, le gain maximal de l'antenne 5 varie entre 5 dBi et 7.6 dBi. Ce gain est considéré un gain large bande, puisque sa plage de variation ne dépasse pas les 3 dBi. Pour les antennes 1, 2 et 3 le gain vertical est inférieur à zéro ; mais, il atteint les 4 dBi pour les antennes 4 et 5.

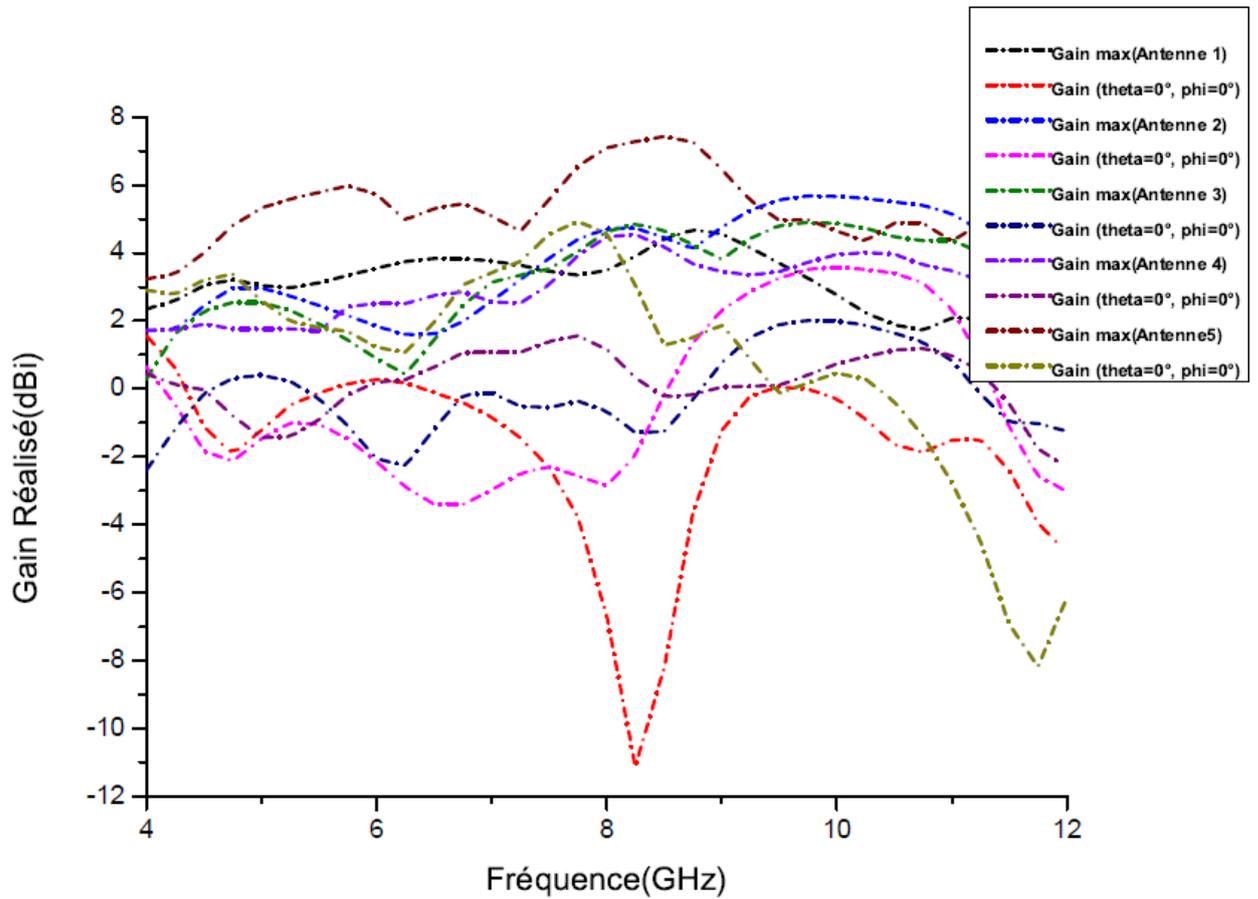


Fig. III.7 – Gain réalisé en dBi en fonction de la fréquence en GHz pour différentes configurations pour l'antenne proposée.

Par comparaison entre les différentes configurations d'antennes, on trouve que l'antenne 5 est la seule antenne dans laquelle toutes les conditions sont remplies pour avoir une polarisation circulaire sur la plus large bande, avec un gain plus élevée.

La figure III.8 représente le coefficient de réflexion S11 de l'antenne 5 seule. Les résultats de simulation montrent quatre résonances à 3.5 GHz, à 5.2 GHz, à 8.4 GHz et à 10 GHz. Ces résultats traduisent une très bonne adaptation de l'antenne sur une large bande de fréquences à -6 dB.

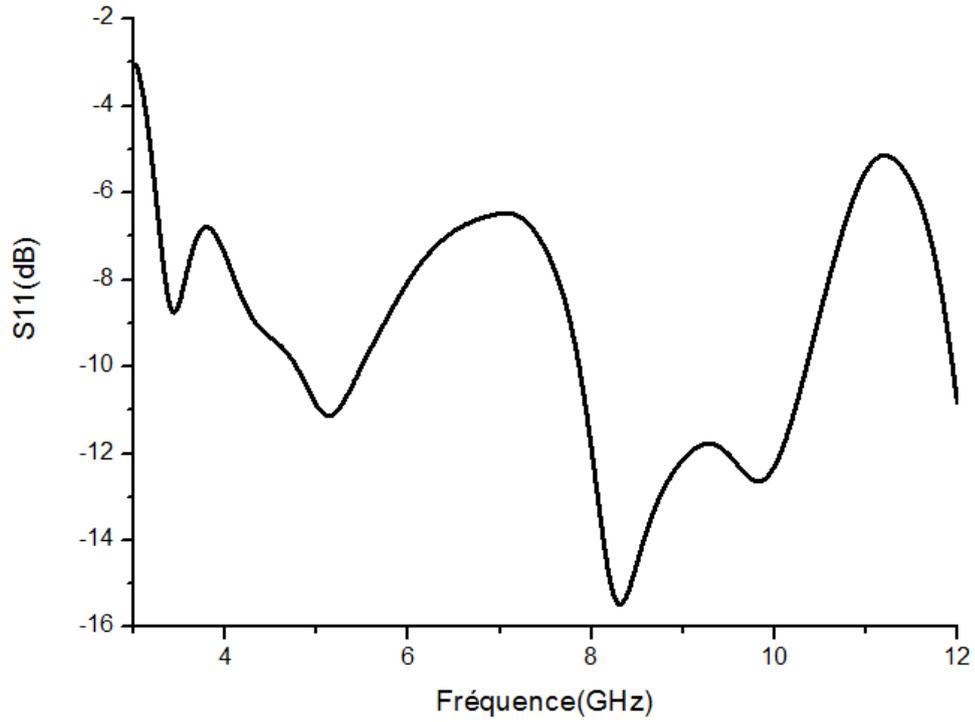


Fig. III.8 – Coefficient de réflexion S11 en dB en fonction de la fréquence en GHz de l'antenne finale (antenne 5).

La Figure III.9 compare le gain maximal de l'antenne et le gain dans la direction verticale. Le gain maximal est plus grand par rapport au gain de la direction verticale dans la bande de fréquences allant de 3 à 10.87 GHz. En dehors de cette bande, le gain vertical devient très inférieur à celui du gain maximal.

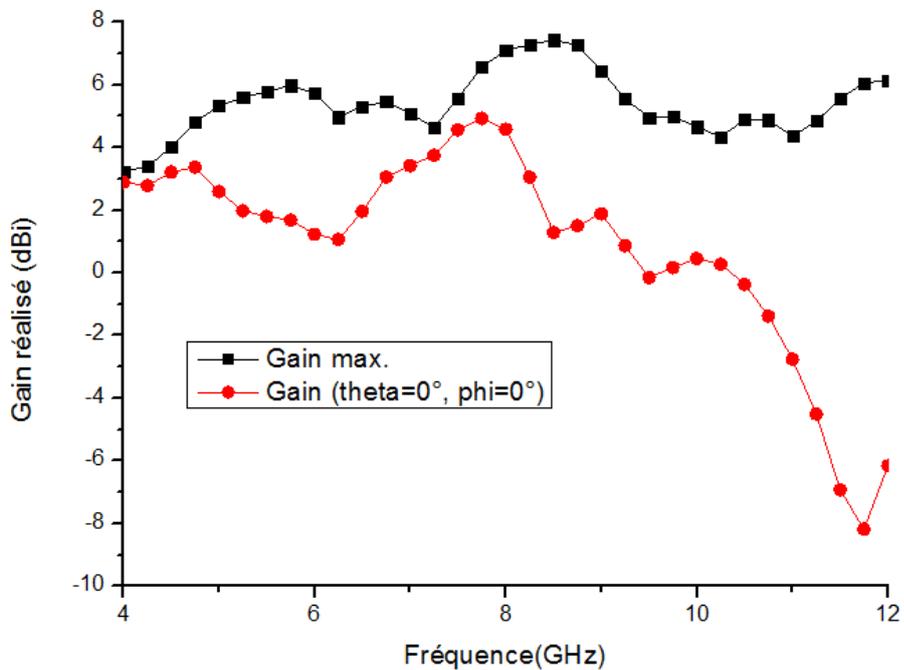


Fig. III.9 – Gain réalisé de l'antenne finale

La figure III.10 représente le rapport axial de l'antenne finale. La bande de fréquences où le rapport axial est inférieur à 3 dB commence de 6.2 à 8.2GHz.

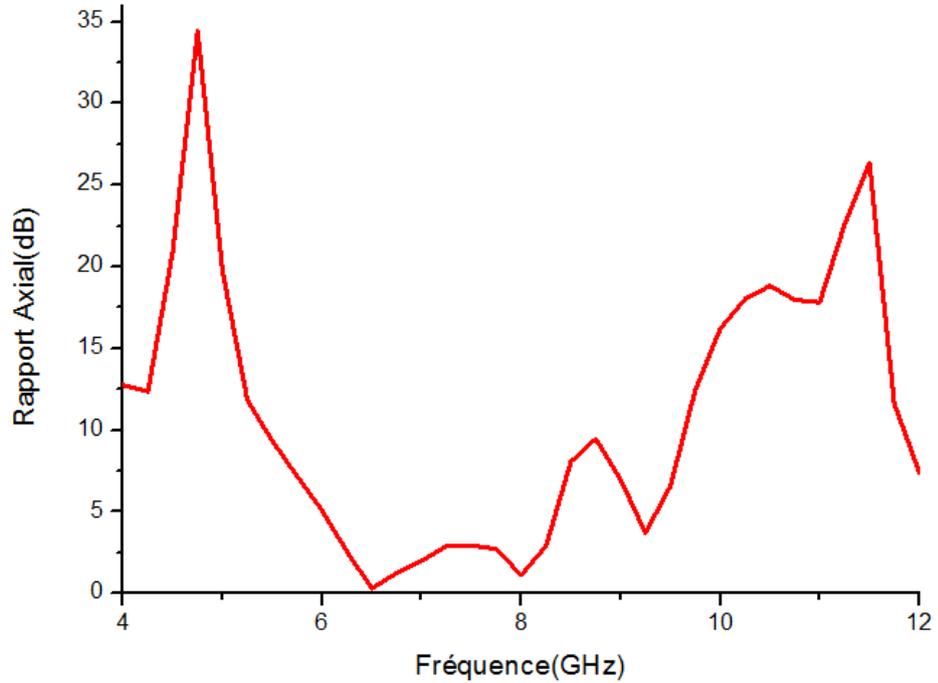


Fig. III.10 – Rapport axial de l'antenne finale.

Nous avons choisi trois fréquences : 4, 8 et 10 GHz, pour représenter le diagramme de rayonnement dans les deux plans :  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$ . Les figures montrent le diagramme de rayonnement simulé dans les deux plans :  $\phi = 0^\circ$  figure III.11 et  $\phi = 90^\circ$  III.12 de l'antenne finale à la fréquence de 4 GHz. Ils sont présentés en coordonnées polaires ce qui permettent de bien visualiser l'évolution du rayonnement.

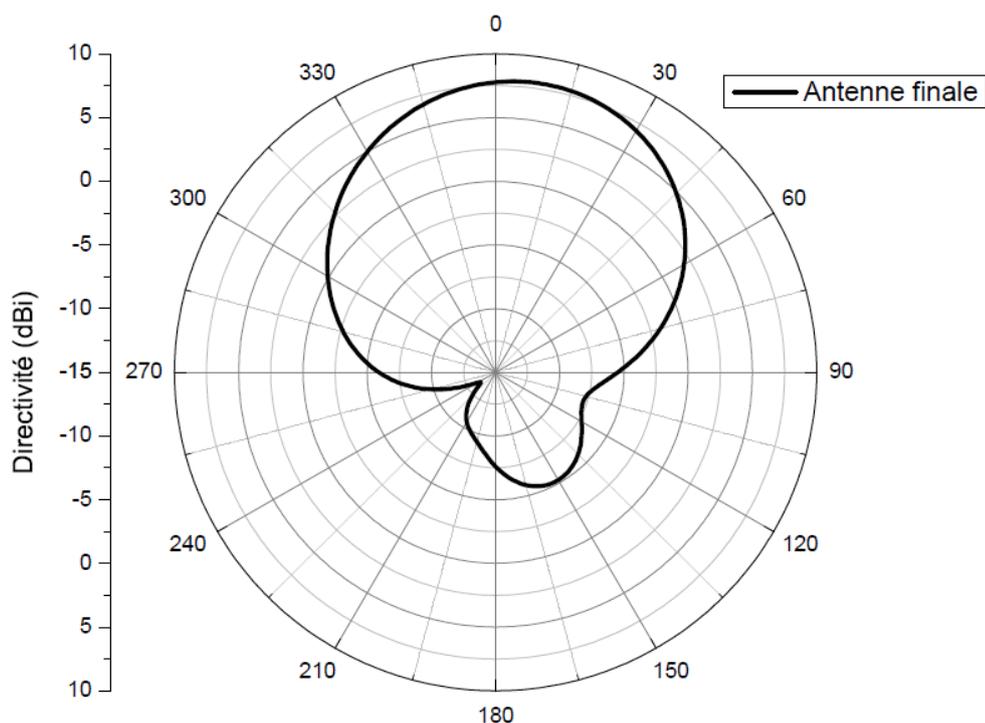


Fig. III.11 – Diagramme de rayonnement à 4 GHz de l'antenne finale, pour  $\phi = 0$ .

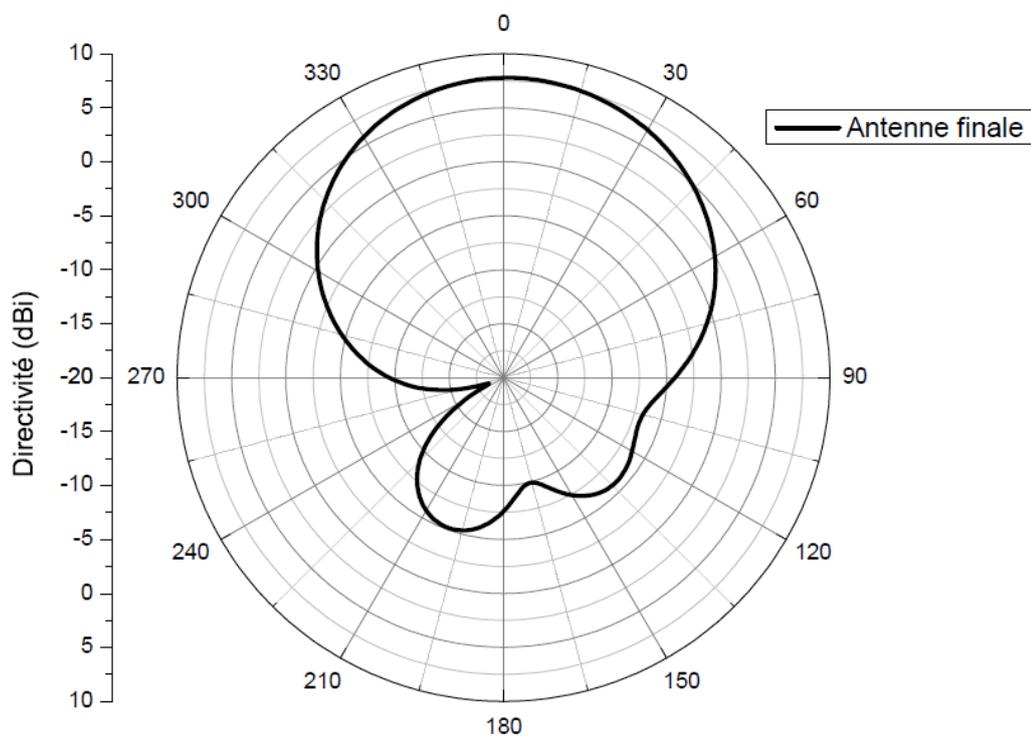


Fig. III.12 – Diagramme de rayonnement à 4 GHz de ,  $\phi = 90^\circ$ .

Les diagrammes de rayonnement de la figure présentent un lobe directif dans le sens vertical et des lobes secondaires de faible puissance. Le gain maximal vaut 5.5 dBi et le gain minimal est d'environ -3.5 dBi en dehors de la bande.

Dans les figures II.14 et II.15, les diagrammes de rayonnement de l'antenne finale à la fréquence de 8GHz sont présentés. A cette fréquence, le gain maximal vaut 5.8 dBi dans le plan de  $\phi = 0^\circ$  et dans le plan de  $\phi = 90^\circ$ , le gain maximal est égal à 6.2 dBi pour les deux plans en dehors de la bande.

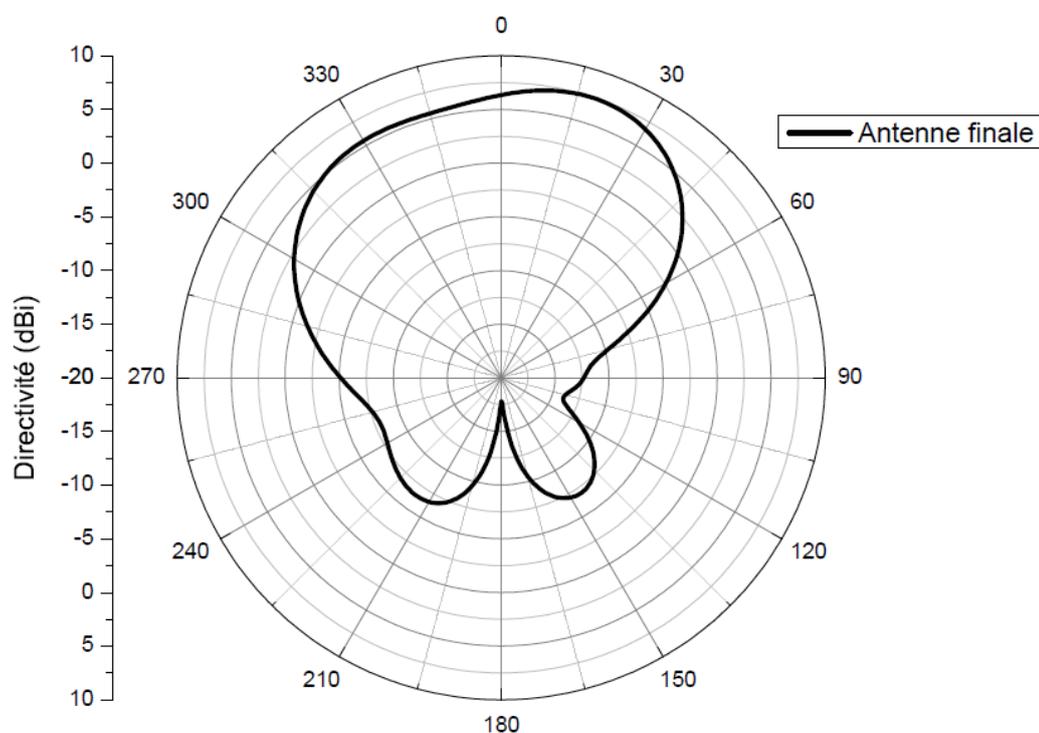


Fig. III.13 – Diagramme de rayonnement à 8 GHz pour ,  $\phi = 0^\circ$ .

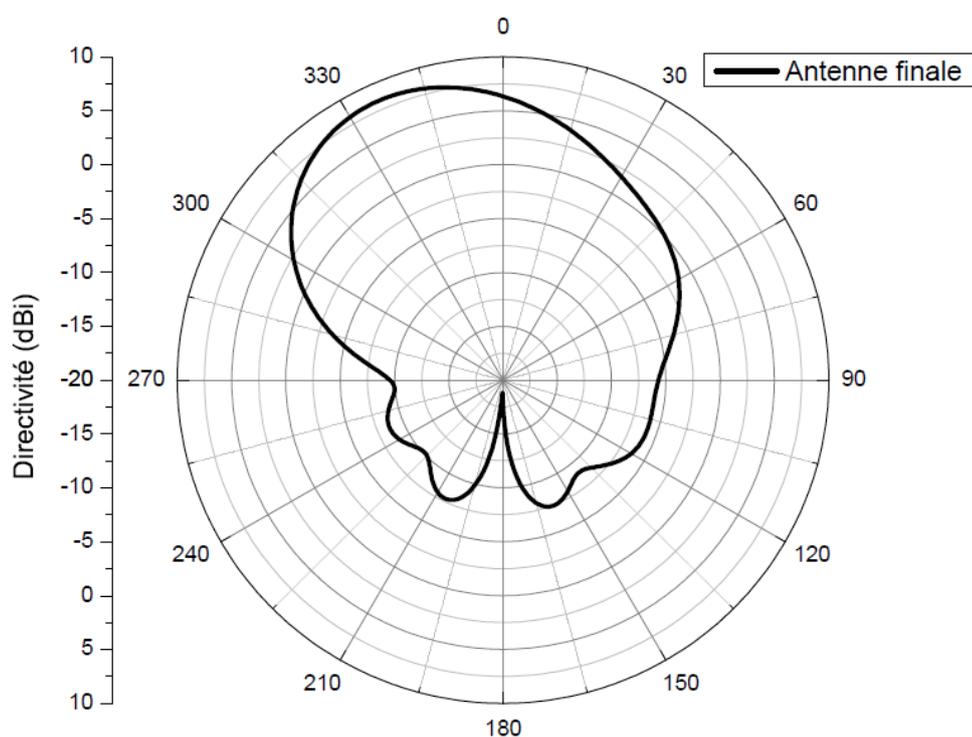


Fig. III.14 – Diagramme de rayonnement à 8 GHz de ,  $\phi = 90^\circ$ .

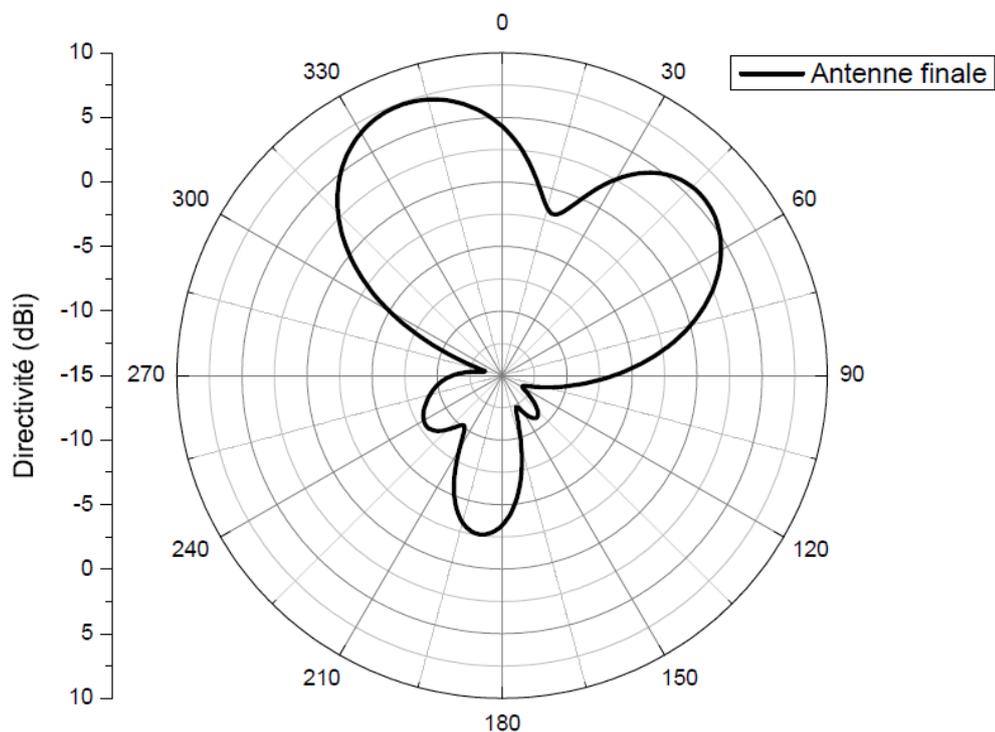


Fig. III.15 – Diagramme de rayonnement à 10 GHz pour ,  $\phi = 0^\circ$ .

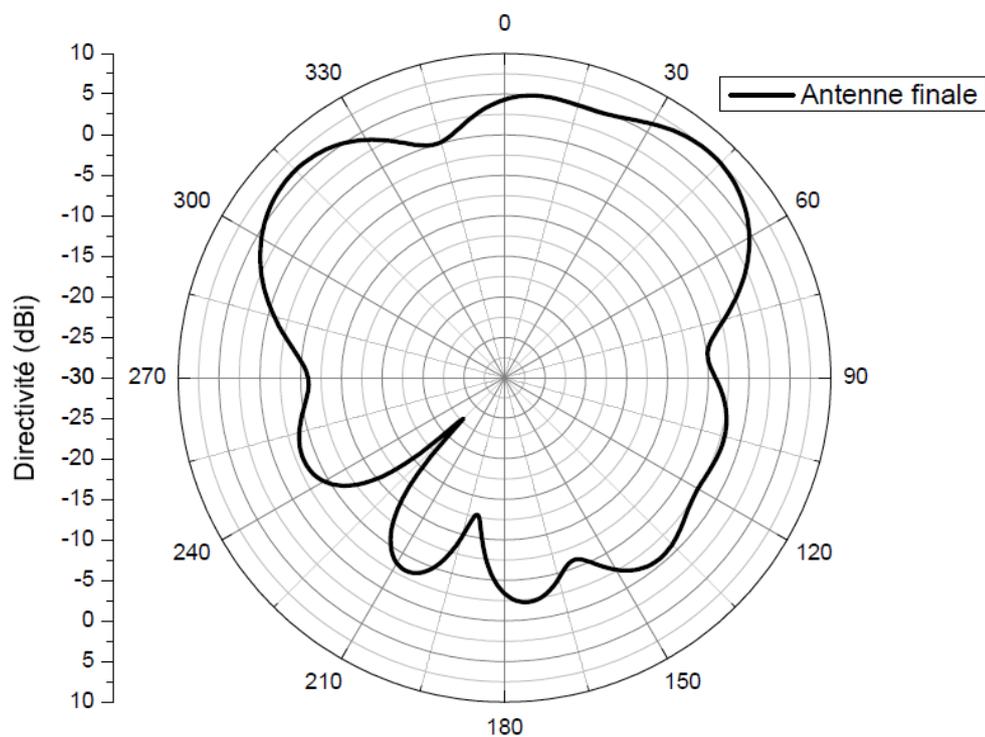


Fig. III.16 – Diagramme de rayonnement à 10 GHz pour ,  $\phi = 90^\circ$ .

Les figures [II.14 et II.15] présentent le diagramme de rayonnement de l'antenne finale à la fréquence de 10 GHz. Dans cette fréquence, le gain maximal vaut 7.5 dBi pour les deux plans et le gain minimal égal -12 dBi pour  $\phi = 0^\circ$  et -2.5 dBi pour  $\phi = 90^\circ$ .

Le résultat obtenu dans la figure III.10 montre deux résonances aux fréquences 6.5 GHz et 8 GHz. Donc la polarisation circulaire peut être à gauche ou à droite. Pour mieux visualiser le sens de rotation, on présente le rayonnement à polarisation circulaire main gauche et à polarisation circulaire main droite en représentation polaire. Les figures [II.18 et II.19] montrent bien les diagrammes de rayonnement à polarisation circulaire main droite (RHCP) et à polarisation circulaire main gauche (LHCP) pour deux fréquences de fonctionnement 6.5 GHz et 8 GHz, pour les deux plans :  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$ .

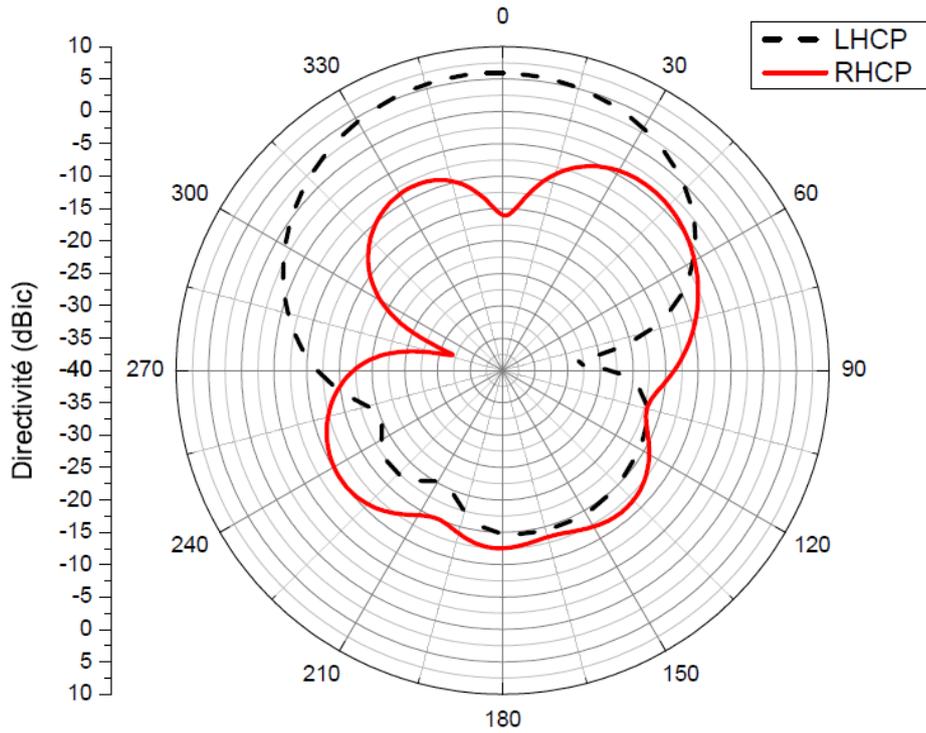


Fig. III.17 – Diagrammes de rayonnement à polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) à la fréquence de 6.5 GHz pour  $\phi = 0^\circ$ .

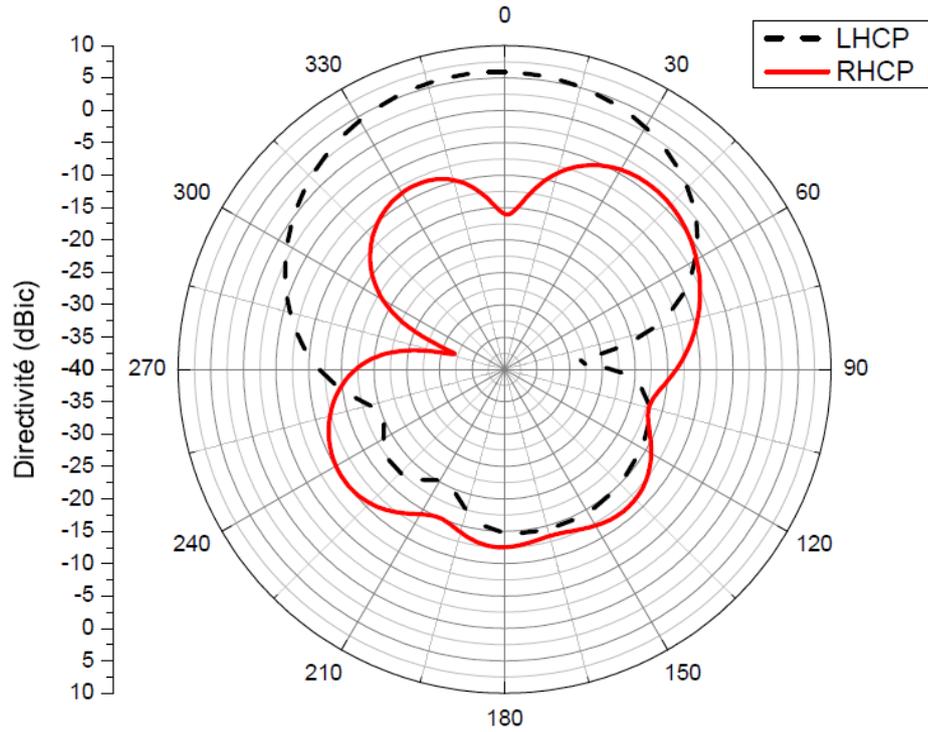


Fig. III.18 – Diagrammes de rayonnement à polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) à la fréquence de 6.5 GHz pour  $\phi = 90^\circ$ .

Dans les figures [II.18 et II.19], le gain maximal LHCP est plus fort par rapport au gain maximal RHCP dans le sens vertical avec une séparation d'environ 20 dB à la fréquence de 6.5 GHz et 12 dB à la fréquence de 8 GHz. Ceci est dans le plan du  $\Phi = 0^\circ$ .

Dans l'autre plan,  $\phi = 90^\circ$ , les diagrammes de rayonnement montrent un gain maximal LHCP plus fort relativement au gain RHCP dans le sens vertical avec une séparation d'environ 17 dB à la fréquence de 6.5 GHz et 12 dB à la fréquence de 8 GHz.

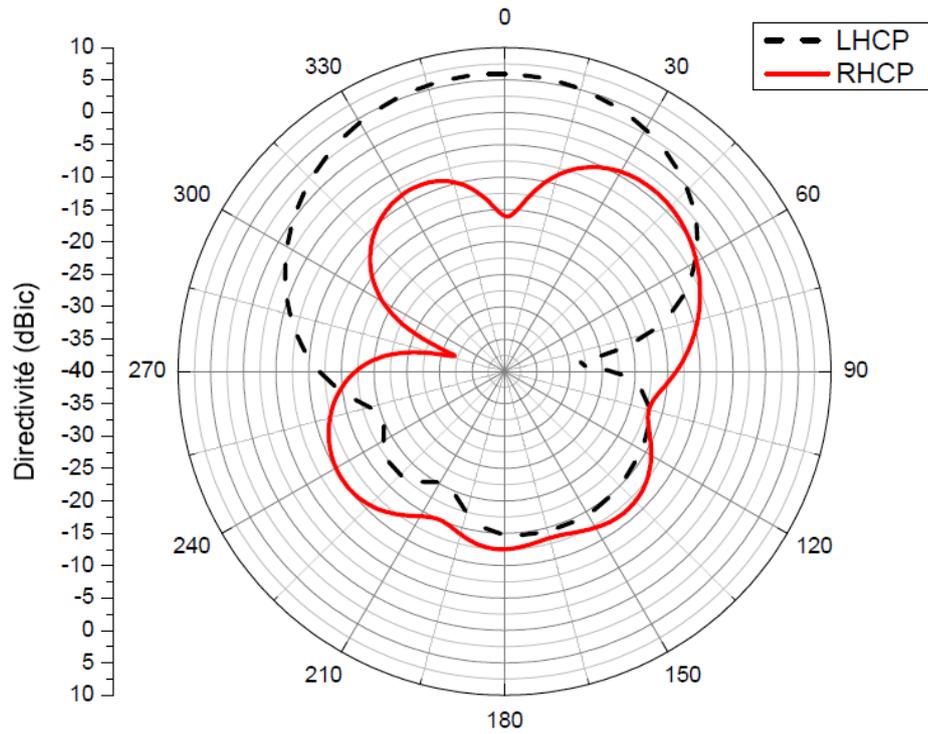


Fig. III.19 – Diagrammes de rayonnement simulés à polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) à la fréquence 8 GHz pour  $\phi = 0^\circ$ .

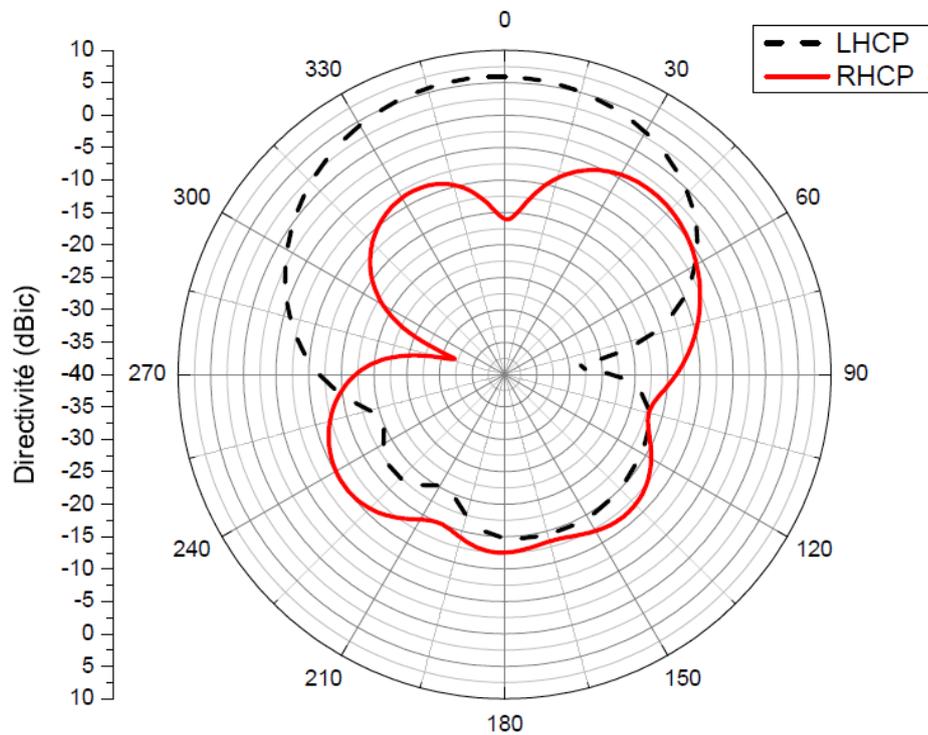


Fig. III.20 – Diagrammes de rayonnement simulés à polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) à la fréquence 8 GHz pour  $\phi = 90^\circ$ .

## III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une nouvelle conception d'antenne très recommandée dans la pratique. La structure proposée est une antenne patch à trois éléments rayonnants avec ouverture, alimentée par une ligne coplanaire (CPW-fed).

Nous avons placé un réflecteur sous l'antenne pour améliorer le gain d'une part, et pour stabiliser le rayonnement d'autre part. Cette antenne couvrant une large bande de fréquences allant de 3 à 10.87 GHz avec un gain maximal de 7.6 dBi. L'antenne proposée est circulairement polarisée sur une bande de 6.25 à 8.25 GHz (une largeur de 2 GHz) avec de très bonne stabilité. L'objectif de ce travail était de concevoir une antenne large bande à polarisation circulaire a pour but de répondre aux exigences imposés par le marché.

# *Conclusion générale*

Nous avons présenté en premier lieu, les antennes en général, en étudiant ses éléments fondamentaux, ses caractéristiques, ainsi que la technologie des antennes imprimées large bande et leurs caractéristiques particulières. En deuxième lieu, nous avons étudié la propagation des ondes électromagnétiques en général, puis nous avons présenté les différents types de polarisation, les mécanismes d'antennes patches planaires qui peuvent générer une onde circulairement polarisée.

Dans la partie des résultats, et après la présentation du logiciel CST, nous avons simulé notre structure d'antenne qui porte sur une variation de différentes dimensions de la géométrie d'antenne proposée. Cette démarche nous a permis d'atteindre notre objectif d'avoir une large bande de fréquences à polarisation circulaire.

Notre travail est principalement axé sur la conception d'une antenne patch planaire large bande polarisée circulairement. Premièrement, nous avons d'abord commencé par la conception d'une antenne à élément unique alimentée par une ligne coplanaire. Cette antenne présente une polarisation linéaire. Pour générer une onde à polarisation circulaire, nous avons décalé l'élément rayonnant par rapport à l'axe de symétrie et la polarisation devient circulaire sur une partie de la bande. Pour améliorer encore une fois la bande à polarisation circulaire, nous avons ajouté deux autres éléments. Ces derniers ont élargi la bande passante à polarisation circulaire. Finalement, nous avons réussi à concevoir une nouvelle structure d'antenne très prometteuse. Cette structure est une antenne patch à trois éléments rayonnants placés dans une ouverture, qui a été alimentée par une ligne coplanaire (CPW-fed). Nous avons placé un réflecteur sous l'antenne pour améliorer le gain jusqu'à 7.6 dBi et également pour stabiliser le rayonnement dans la direction verticale. Cette antenne couvrant une large bande de fréquences allant de 3 à 10.87 GHz. L'antenne proposée est circulairement polarisée sur une bande couvrant la plage de fréquences allant de 6.25 à 8.25 GHz, c'est-à-dire une largeur de 2 GHz avec de très bonne stabilité. L'objectif de ce travail était donc de concevoir une antenne large bande à polarisation circulaire a pour but de répondre aux exigences imposés par le marché.

# Bibliographie

- [1] B. Mekimah, M. Abderraouf, M. A. Meriche, and A. Belhedri, “Miniaturized and circularly polarized inverted c shaped patch antenna for x and ku bands applications,” in *2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, pp. 361–364, IEEE.
- [2] B. Mekimah, T. Djerafi, A. Messai, and A. Belhedri, “Broadband circularly polarized cpw-fed asymmetrically-shaped slot patch antenna for x band applications,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 91, pp. 137–143, 2020.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John wiley & sons, 2012.
- [4] L. Chouti, “Contribution à l’étude d’antennes imprimées rectangulaires double bande et multi-bandes tenant compte de l’effet de couplage,” 2009.
- [5] L. Babour, *Etude et conception d’antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2009.
- [6] A. Boyer, “Support de cours enonce de travaux dirigés,” 2011.
- [7] D. Walid, *Etude et conception d’une antenne patch ultra large bande ULB à bande rejetée*. PhD thesis, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M’SILA, 2017.
- [8] A. Benomar, *Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques. : Application aux Réseaux de Télécommunications*. PhD thesis, Université de Limoges, 2015.
- [9] A. Meftahi and R. OUZZIR, *Conception des nouvelles topologies des antennes multifonctionnelles*. PhD thesis, 2016.
- [10] O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, G. Baudoin, J.-F. Bercher, and M. Villegas, *Les antennes : Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.
- [11] A. Ginestet, *Modélisation de la propagation d’une onde électromagnétique sur des scènes de grande taille par résolution de l’équation parabolique 3D vectorielle*. PhD thesis, Université Paul Sabatier-Toulouse III, 2007.
- [12] A. Zangwill, *Modern electrodynamics*. Cambridge University Press, 2013.
- [13] A. Azoulay, “Champ électromagnétique,”
- [14] H. Canot, *Méthodes d’homogénéisation et simulations numériques appliquées à la réponse électromagnétique des matériaux multi-échelles complexes*. PhD thesis, Université de Bretagne Sud, 2018.
- [15] C. de Grandvilliers *et al.*, “Mentions légales–circonscription de grandvilliers,” 2020.

- [16] I. H. Nassou, *Modélisation numérique des perturbations électromagnétiques en aéronautique*. PhD thesis, Université du Québec à Trois-Rivières, 2017.
- [17] E. Masson, *Etude de la propagation des ondes électromagnétiques dans les tunnels courbes de section non droite pour des applications métro et ferroviaire*. PhD thesis, Université de Poitiers, 2010.
- [18] S. SENHADJI and A. H. KADROUCI, *NOUVELLES STRUCTURES DES RESEAUX D'ANTENNES ANTIPODALE DE TYPE VIVALDI ULB A RAYONNEMENT LONGITUDINAL EN TECHNOLOGIE SIW*. PhD thesis, 2016.
- [19] B. M. TARIK, "Propagation d'ondes et antennes," 2020.
- [20] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John wiley & sons, 2015.
- [21] B. Mekimah, A. Messai, and A. Belhedri, "Analysis of the effect of dielectric losses on the bandwidth of microstrip patch antenna in stacked geometry and modelling," *SN Applied Sciences*, vol. 2, no. 4, pp. 1–7, 2020.
- [22] B. MEKIMAH, *Amélioration des Caractéristiques des Patches Microbandes pour les Applications Ultra Large Bande*. PhD thesis, 2021.
- [23] D. Grenier, "Electromagnétisme et transmission des ondes," *quebec (qc), g1v0a6, dg-2000*, vol. 2004, 2001.
- [24] C. Durantin, *Métamodélisation et optimisation de dispositifs photoniques*. PhD thesis, Université Côte d'Azur, 2018.
- [25] B. Daouia, *Analyse et conception des antennes microrubans alimentées par guide d'onde coplanaire*. PhD thesis, UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE, 2016.