



**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique**

**Université Frères Mentouri-Constantine 1**

**Faculté des Sciences de la Technologie**

**Département d'Électronique**

N° d'ordre : 03/Elec/2020

Série : 85/DS/2020

## THÈSE DE DOCTORAT

Pour obtenir le grade de docteur en sciences délivré par

**Université Frères Mentouri-Constantine 1**

**Spécialité doctorale "Micro-ondes et traitement du signal"**

**Amélioration des Caractéristiques des Patches  
Microbandes pour les Applications Ultra Large Bande**

*Présentée et soutenue publiquement par*

**Boualem MEKIMAH**

Le 26 Novembre 2020

**Jury**

<b>Fatiha BENABDELAZIZ,</b>	Professeur à l'université de Constantine 1	Présidente
<b>Abderraouf MESSAI,</b>	Professeur à l'université de Constantine 1	Directeur
<b>Tarek DJERAFI,</b>	Professeur à l'INRS Montréal (Canada)	Co-Directeur
<b>Tarek FORTAKI,</b>	Professeur à l'université de Batna 2	Examineur
<b>Ahcene BOUALLEG,</b>	Professeur à l'université de Guelma	Examineur
<b>Skander ARIS,</b>	MCA à l'université de Constantine 1	Examineur

**Université Frères Mentouri-Constantine 1**

[www.umc.edu.dz](http://www.umc.edu.dz)

Route Ain El Bey BP 325, Constantine 25017, Algérie.

# Dédicaces

Je dédie ce travail :

A la mémoire de mon père qui a sacrifié toute sa vie pour m'offrir les conditions propices à ma réussite, pour tous les sacrifices déployés, pour m'élever dignement et assurer mon éducation dans de bonnes conditions, pour ses encouragements et ses soutiens. Allah Yrahmek mon père.

A ma chère mère, pour l'éducation qu'elle m'a prodigué au prix de tous les sacrifices qu'elle a consentis à mon égard, pour le sens du devoir qu'elle m'a enseigné depuis mon enfance. Allah Yhafdek ma mère.

A mes chères femme et fille, à mes chers frères et sœurs avec tous mes sentiments d'amour, de respect, de gratitude et de reconnaissance pour leurs encouragements et leurs soutiens.

A tous mes amis.

# Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord et avant tout, DIEU le tout puissant qui m'a donné, durant toutes mes années de recherche, la santé, le courage et la patience pour arriver à ce jour.

Je ne peux vraiment trouver les expressions éloquentes que mérite mon directeur de thèse le professeur Abderraouf Messai afin de le remercier pour ses orientations, ses conseils et ses encouragements en tant qu'enseignant durant ma formation de Magister (promotion 2011), directeur de mémoire de Magister en 2012, et enfin directeur de thèse de doctorat.

Je voudrais exprimer toute ma gratitude et ma profonde considération à mon Co-encadrant de thèse, le professeur Tarek Djerafi pour m'avoir accueilli chaleureusement au sein de son équipe de recherche de l'institut national de la recherche scientifique (INRS) Centre-Énergie Matériaux Télécommunications Canada, pour avoir suivi mon travail avec une attention soutenue, pour sa générosité, ses qualités scientifiques et humaines qui m'ont beaucoup aidé et guidé tout au long de mes années de recherche.

J'adresse mes chaleureux remerciements aux membres du jury. Je tiens à remercier le professeur Fatiha Benabdelaziz, le professeur Tarek Fortaki, le professeur Ahcene Boualleg et le docteur Skander Aris qui m'ont fait honneur d'évaluer, d'examiner et d'enrichir mon travail de thèse.

Je remercie vivement mon ami Fares Sadaoui, Maitre de Conférences HDR à l'université de Ouargla, pour ses orientations et conseils.

J'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ma formation. Enfin, mes remerciements vont à tous les enseignants et responsables du département d'électronique à l'université de Constantine 1 en tant que doctorant et aussi à ceux du département d'électronique et des télécommunications de l'université de Ouargla. A tous, merci beaucoup.

# Résumé

Le but de ce travail de thèse est de concevoir des antennes patchs planaires large bande à polarisation circulaire avec une grande stabilité de rayonnement dans une large échelle de simplicité et de répétabilité en termes de fréquence. La première géométrie proposée est composée principalement d'une ligne coplanaire CPW qui alimente une antenne patch à fente asymétrique à travers deux bras de longueurs différentes. L'antenne fonctionne sur une large gamme de fréquences allant de 7 GHz à 10.2 GHz, avec un rapport axial (RA) inférieur à 3-dB de 7.4 GHz à 10.2 GHz. Cette antenne rayonne efficacement dans la direction verticale, avec une stabilité élevée en termes de direction du lobe principal avec un gain maximal de 4 *dBi* dans un rayonnement bidirectionnel. Les résultats de mesure montrent une très bonne concordance avec ceux de la simulation. La deuxième antenne proposée est une antenne patch spirale à polarisation circulaire, couvrant une ultra large bande de fréquences allant de 4.5 GHz à 12 GHz, dont elle est circulairement polarisée de 7.91 GHz à 10.44 GHz. Cette antenne rayonne efficacement de façon directive dans la direction du  $\theta = 20^\circ$ ,  $\varphi = 135^\circ$  avec une très bonne stabilité et offre un très bon gain qui atteint les 8.85 *dBi* à 10.2 GHz. Par rapport à beaucoup de travaux dans la littérature, les antennes proposées présentent l'avantage d'être planaires simples, ayant de larges bandes à polarisation circulaire et rayonnent avec une grande stabilité en termes de direction du lobe principal.

**Mots clés**—Antenne à polarisation circulaire; lobe de rayonnement principal; largeur de bande; rapport axial.

---

## Abstract

The thesis work aims to design wideband planar circularly polarized patch antennas with high radiation stability in a large scale of simplicity and repeatability in terms of frequency. The first proposed geometry is a broadband circularly polarized CPW-fed slot patch antenna. This latter consists of two unequal L-shaped arms, feeding asymmetrically-shaped slot at two opposite corners to achieve wider circularly polarized bandwidth in stable radiation, without any external polariser. The antenna performance exhibits a wide 3-*dB* axial ratio bandwidth (3-*dB* ARBW) of 2.8 GHz; starting from 7.4 GHz until 10.2 GHz, within the 10-*dB* impedance bandwidth (10-*dB* IBW) of 3.2 GHz (7-10.2 GHz). Results show a stable radiation in the broadside direction, in which the antenna shows a maximum gain of 4 dBi in bidirectional broadside radiation. The measurement results show very good concordance with those of simulation. The second proposed antenna is a circularly polarized spirally shaped patch antenna, covering an ultra wide frequency band. A wide 3-*dB* axial ratio bandwidth (3-*dB* ARBW) of 2.53 GHz is obtained; starting from 7.91 GHz up to 10.44 GHz, within a 10-*dB* impedance bandwidth (10-*dB* IBW) of 7.5 GHz, covering the frequency range of 4.5 GHz to 12 GHz with a high stability in the main beam direction of  $\theta = 20^\circ$ ,  $\varphi = 135^\circ$ . As well as, a high peak gain of 8.85 dBi is reached at 10.2 GHz within the operating frequency range. Compared to many works in the literature, the proposed antennas then have the advantages of being simple planar, having wide CP bands and they radiate efficiently in high stability in terms of the direction of the main lobe.

**Keywords**–Axial ratio bandwidth; circularly polarized patch antenna; impedance bandwidth; main beam direction.

## ملخص

الهدف من هذه المذكرة هو تصميم هوائيات رقعة مستوية عريضة النطاق ذات استقطاب دائري مع ثبات إشعاعي مرتفع على نطاق واسع من البساطة والتكرار من حيث التردد. يتكون الهوائي الأولي المقترح من تغذية من نوع CPW ، تغذي فتحة غير متكافئة من خلال ذراعين مختلفي الأطوال. يعمل الهوائي على مدى التردد من 7 جيجاهرتز إلى 10.2 جيجاهرتز، مع نسبة محورية (AR) أقل من 3 ديسيبال من 7.4 جيجاهرتز إلى 10.2 جيجاهرتز. يشع هذا الهوائي المقترح بكفاءة عالية في الاتجاه الرأسي، مع استقرار عالٍ من حيث اتجاه الانتشار الرئيسي مع ربح أقصى قدره 4 ديسيبال. تظهر نتائج القياس توافقاً جيداً جداً مع نتائج المحاكاة. الهوائي الثاني المقترح هو هوائي حلزوني مستقطب دائرياً، يغطي نطاق تردد عريض للغاية من 4.5 جيجا هرتز إلى 12 جيجا هرتز، والذي تم استقطابه دائرياً من 7.91 جيجا هرتز إلى 10.44 جيجا هرتز. يشع هذا الهوائي بشكل فعال بطريقة توجيهية في اتجاه  $\theta = 20^\circ$  ،  $\phi = 135^\circ$  مع استقرار جيد جداً ويعرض ربح أقصى قدره 8.85 ديسيبال. مقارنة بالعديد من الأعمال المنشورة، تتمتع الهوائيات المقترحة بميزة كونها مستوية، بسيطة، و لديها نطاقات واسعة ذات استقطاب دائري وتشع بثبات كبير من حيث اتجاه الفص الرئيسي للانتشار.

**كلمات مفتاحية** هوائي مستقطب دائرياً، النسبة المحورية، عرض النطاق، فص الانتشار الرئيسي.

# Table des matières

<b>Dédicaces</b>	<b>ii</b>
<b>Remerciements</b>	<b>iii</b>
<b>Résumé</b>	<b>vi</b>
<b>Table des matières</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>x</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xiii</b>
<b>Liste des Acronymes et Abréviations</b>	<b>xiv</b>
<b>Liste des Symboles</b>	<b>xv</b>
<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Contexte Général sur les Antennes Patchs Planaires</b>	<b>8</b>
1.1 Introduction . . . . .	9
1.2 Caractéristiques des antennes . . . . .	9
1.2.1 Caractéristiques électriques . . . . .	9
1.2.1.1 Bande passante . . . . .	9
1.2.1.2 Coefficient de réflexion et taux d'ondes Stationnaires . . . . .	11
1.2.1.3 Impédance d'entrée de l'antenne . . . . .	11
1.2.1.4 Facteur de qualité . . . . .	12
1.2.2 Caractéristiques de rayonnement . . . . .	13
1.2.2.1 Diagramme de rayonnement . . . . .	13
1.2.2.2 Fonction caractéristique de rayonnement . . . . .	14
1.2.2.3 Angle d'ouverture . . . . .	14
1.2.2.4 Régions du champ . . . . .	14
1.2.2.5 Directivité . . . . .	18
1.2.2.6 Gain . . . . .	18
1.2.2.7 Équation des télécommunications pour une liaison en es- pace libre sans pertes . . . . .	19
1.2.2.8 Rendement . . . . .	20
1.2.2.9 Polarisation . . . . .	20
1.3 Définitions et historiques des antennes patchs planaires . . . . .	23
1.4 Structure de base d'une antenne patch . . . . .	24
1.4.1 Matériaux diélectriques . . . . .	24
1.4.2 Matériaux conducteurs . . . . .	25

1.5	Techniques d'excitation des antennes patches	26
1.5.1	Excitation par contact	26
1.5.1.1	Excitation par sonde coaxiale	26
1.5.1.2	Excitation par ligne microbande	27
1.5.2	Excitation par couplage	28
1.5.2.1	Excitation par couplage de proximité	28
1.5.2.2	Excitation par couplage par fente	28
1.6	Types de réseaux d'antennes patches	29
1.6.1	Antenne en réseau linéaire	29
1.6.2	Antenne en réseau planaire	29
1.6.3	Antenne en réseau circulaire	29
1.7	Avantages et inconvénients des antennes patches	30
1.8	Méthodes d'analyse des antennes patches	31
1.8.1	Méthodes analytiques	31
1.8.1.1	Modèle de la ligne de transmission	31
1.8.1.2	Modèle de la cavité	33
1.8.2	Méthodes rigoureuses	34
1.9	Applications des antennes micro-rubans	35
1.10	Conclusion	35
<b>2</b>	<b>Polarisation d'une Onde Électromagnétique</b>	<b>39</b>
2.1	Introduction	40
2.2	Polarisation de l'onde électromagnétique rayonnée par une antenne	40
2.2.1	Polarisation elliptique	44
2.2.2	Polarisation circulaire	47
2.2.3	Polarisation linéaire	47
2.2.3.1	Co-polarisation et polarisation croisée	49
2.2.3.2	Polarisations TM, TE et TEM	49
2.3	Problème de rotation d'une onde durant la propagation	49
2.4	Sphère de Poincaré	50
2.5	Rendement de polarisation	51
2.6	Antennes patches planaires à polarisation circulaire	53
2.7	Conclusion	61
<b>3</b>	<b>Conception et Réalisation d'une Antenne Patch Planaire Large Bande Circulaire- ment Polarisée pour les Applications en Bande X</b>	<b>64</b>
3.1	Introduction	65
3.2	Stratégie de conception	65
3.3	Conception de l'antenne proposée	65
3.4	Scénarios de fabrication et de mesure	68
3.5	Résultats et discussion	72
3.6	Conclusion	77
<b>4</b>	<b>Conception d'une Antenne Patch Spirale à Faible Coût et à Polarisation Circu- laire Servant les Applications Ultra Large Bande</b>	<b>80</b>
4.1	Introduction	81
4.2	Conception de l'antenne proposée	81
4.3	Résultats et discussion	85
4.4	Conclusion	89

**Conclusion Générale**

**91**

# Liste des figures

1.1	Estimation de la bande passante d'une antenne à partir de sa courbe du coefficient de réflexion. . . . .	10
1.2	Schéma équivalent d'une antenne connectée à un générateur par une ligne de transmission. . . . .	11
1.3	Modélisation électrique de l'antenne. . . . .	12
1.4	Diagramme de rayonnement directionnel dans le plan d'élévation [37]. . . .	15
1.5	Diagramme de rayonnement omnidirectionnel [37]. . . . .	15
1.6	Légende courte pour la figure . . . . .	16
1.7	Représentation des zones de rayonnement. . . . .	17
1.8	Représentation cartésienne d'une polarisation linéaire. . . . .	21
1.9	Représentation cartésienne d'une polarisation circulaire. . . . .	21
1.10	Représentation cartésienne de la polarisation elliptique. . . . .	22
1.11	Organigramme récapitulatif de puissance, gain et directivité d'une antenne d'émission. . . . .	23
1.12	Géométrie d'antenne patch conventionnelle. . . . .	24
1.13	Formes usuelles de l'élément rayonnant des antennes patches. . . . .	26
1.14	(a) Alimentation du patch par câble coaxial, (b) Modèle électrique. . . . .	26
1.15	(a) Alimentation du patch par ligne microbande, (b) Modèle électrique. . . .	27
1.16	Différents scénarios d'alimentation par ligne microbande : (a) ligne axiale, (b) ligne décalée, (c) ligne avec encoche et (d) ligne quart d'onde. . . . .	27
1.17	(a) Alimentation du patch par ligne microbande en sandwich, (b) Modèle électrique. . . . .	28
1.18	(a) Alimentation du patch par couplage à travers une fente, (b) Modèle électrique. . . . .	29
1.19	Différentes configurations géométriques des réseaux d'antennes : (a) linéaire, (b) planaire et (c) circulaire. . . . .	30
1.20	(a) Ligne micro-ruban et ses lignes de champ électrique, (b) son schéma effectif. . . . .	31
1.21	Longueurs effective et physique d'un patch rectangulaire. . . . .	32
1.22	Modèle de la cavité : (a) cavité rectangulaire, (b) cavité cylindrique. . . . .	33
2.1	Illustration de sens de rotation : (a) Polarisation main gauche et (b) polarisation main droite. . . . .	41
2.2	(a) Rotation de champ électrique en 3-D [2], (b) Ellipse de polarisation. . . .	43
2.3	Polarisations elliptiques gauche et droite ( $\tau = n\pi/2$ , $n=0,1,2, \dots$ ). . . . .	45
2.4	Polarisations elliptiques gauche et droite ( $\tau \neq n\pi/2$ , $n=0,1,2, \dots$ ). . . . .	46
2.5	Polarisations elliptiques gauche et droite avec inclinaison $\tau = n\pi/4$ , $n=1,3,5, \dots$ . . . . .	46

2.6	Polarisations circulaires gauche et droite. . . . .	47
2.7	Polarisation linéaire : cas oblique. . . . .	48
2.8	Polarisation linéaire : (a) Polarisation verticale, (b) Polarisation horizontale. . . . .	48
2.9	Polarisations de champ : (a) mode TE, (b) mode TM, (c) mode TEM. . . . .	49
2.10	(a) Coordonnées angulaires représentatives de l'état de polarisation [19], (b) Représentation des états de polarisation sur la sphère de Poincaré [20]. . . . .	51
2.11	Polarisations des vecteurs unitaires de l'onde incidente $\hat{\rho}_i$ et de l'antenne de réception $\hat{\rho}_r$ . . . . .	52
2.12	Rendement de polarisation : (a) antennes à ouvertures, (b) antennes filaires. . . . .	53
2.13	Antennes patchs à polarisation circulaire : (a) patch circulaire avec deux encoches en face; (b) patch carré à coins coupés. . . . .	54
2.14	Amplitude et phase des deux modes orthogonaux d'un patch circulairement polarisé à simple excitation. . . . .	54
2.15	Antennes patchs circulairement polarisées par une double excitation avec un offset de $\lambda/4$ . . . . .	55
2.16	Réseau d'éléments composites pour polarisation circulaire. . . . .	55
2.17	Ligne à discontinuité. . . . .	56
2.18	Patch carré excité sur les côtés adjacents par une division de puissance. . . . .	56
2.19	Patch carré excité sur les côtés adjacents par un hybride à $90^\circ$ . . . . .	57
2.20	Simple alimentation à $45^\circ$ pour générer une onde à polarisation circulaire d'un patch rectangulaire. . . . .	57
2.21	Polarisation circulaire d'un patch rectangulaire par excitation sur la diagonale du patch. . . . .	58
2.22	Polarisation circulaire d'un patch carré avec fente oblique de $45^\circ$ au centre du patch. . . . .	59
2.23	Patch carré à coins coupés, alimenté par ligne micro-ruban. . . . .	59
2.24	Patch elliptique avec stub à polarisation circulaire. . . . .	59
2.25	Patch circulaire alimenté par deux câbles coaxiaux pour générer une polarisation circulaire du mode fondamental $TM_{110}$ . . . . .	60
2.26	Patch circulaire alimenté par des câbles coaxiaux aux différents points pour générer une polarisation circulaire [23]. . . . .	60
3.1	La géométrie initialement proposée avec son rapport axial. (a) : $L_s=16$ mm, $W_s=19.6$ mm, $L_1=12.6$ mm, $L_2=21.9$ mm, $w_{cp}=4$ mm, $s=0.25$ mm, $w_1=2.5$ mm, $w_2=2.5$ mm; (b) : Rapport axial en dB en fonction de la fréquence en GHz. . . . .	66
3.2	Distribution de champ à 10 GHz de la géométrie initialement proposée. . . . .	67
3.3	La géométrie de l'antenne finale : $L_1=8.4$ mm, $L_2=17.1$ mm, $L_3=10.6$ mm, $L_4=4.4$ mm, $L_5=2.5$ mm, $w_1=2.15$ mm, $w_2=2.15$ mm, $w_3=2.9$ mm, $w_4=3.1$ mm, $w_5=13.6$ mm, $w_6=2$ mm, $w_{cp}=4$ mm, $s=0.25$ mm, $c=1$ mm, $L_p=24$ mm, $W_p=22$ mm. . . . .	68
3.4	La machine de fabrication LPKF ProtoLaser S. . . . .	69
3.5	La machine LPKF ProtoMat C60. . . . .	69
3.6	Le connecteur SMA. . . . .	69
3.7	L'analyseur de réseau vectoriel, modèle Agilent 8722ES. . . . .	70
3.8	La chambre anéchoïque de l'INRS Canada. . . . .	70
3.9	L'antenne cornet, modèle AH-118. . . . .	71

3.10	Comportement de champ électrique à différents instants à 10 GHz de l'antenne optimisée. . . . .	73
3.11	L'amplitude de $S_{11}$ en $dB$ contre la fréquence en GHz de l'antenne optimisée; le photographe du prototype est inséré. . . . .	73
3.12	Rapport axial en $dB$ contre la fréquence en GHz de l'antenne optimisée. . . . .	74
3.13	Gain réalisé en $dB_i$ en fonction de la fréquence en GHz de l'antenne optimisée. . . . .	75
3.14	Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée; la ligne discontinue en rouge représente les mesures et la ligne continue en blue représente la simulation. . . . .	76
4.1	Évolution de l'antenne proposée. . . . .	82
4.2	L'antenne optimisée : $W_g=38$ , $h_s=1.524$ , $L_{gnd}=9.5$ , $W_c=8.25$ , $L_g=30$ , $h_g=10$ , $L_{f1}=6$ , $W_0=1$ , $W_s=25$ , $W_p=10$ , $L_{f2}=4$ , $W_1=2.14$ , $L_s=25$ , $L_p=10$ , $W_f=3.44$ , $L_0=7.04$ (toutes les dimensions en mm). . . . .	82
4.3	Rapport axial en $dB$ contre la fréquence en GHz pour différentes géométries de l'antenne proposée. . . . .	83
4.4	Coefficient de réflexion $ s_{11} $ en $dB$ contre la fréquence en GHz pour différentes géométries de l'antenne proposée. . . . .	83
4.5	Gain réalisé en $dB_i$ contre la fréquence en GHz pour différentes géométries de l'antenne proposée. . . . .	84
4.6	Comportement de champ électrique à différents instants, à 9 GHz. . . . .	84
4.7	Coefficient de réflexion $ s_{11} $ en $dB$ en fonction de la fréquence en GHz de l'antenne proposée optimale. . . . .	85
4.8	Rapport axial en $dB$ contre la fréquence en GHz de l'antenne optimisée. . . . .	86
4.9	Gain réalisé en $dB_i$ en fonction de la fréquence en GHz de l'antenne optimisée. . . . .	87
4.10	Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée à 9 GHz, (a) $\phi = 0^\circ$ (plan $xoz$ ) et (b) $\phi = 90^\circ$ (plan $yoz$ ). . . . .	88

# Liste des tableaux

1.1	Comparaison entre les caractéristiques des antennes microbandes conventionnelles et d'autres antennes planaires [1]. . . . .	24
2.1	Comparaison entre les configurations typiques d'antennes patches à polarisation circulaire. . . . .	56
2.2	Espacement angulaire de sonde d'alimentation de différents modes pour la polarisation circulaire [23]. . . . .	61
3.1	Comparaison entre l'antenne proposée et celles publiées dans la littérature. . . . .	75
4.1	Récapitulatif d'une comparaison entre l'antenne proposée et celles disponibles dans la littérature. . . . .	87

# Liste des Acronymes et Abréviations

APC	Antennes à Polarisation Circulaire
APL	Antennes à Polarisation Linéaire
AR	Axial Ratio
BPF	Bande Passante Fractionnelle
CCW	CounterClockWise
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
CW	ClockWise
FCR	Fonction Caractéristique de Rayonnement
FDTD	Méthode des différences finies
FEM	Finite Element Method
FIT	Technique d'intégration finie
HFSS	High Frequency Structure Simulator
LHEP	Left Handed Elliptical Polarization
LHCP	Left Handed Circular Polarization
MoM	Méthode des moments
RA	Rapport Axial
RF	Radio-Fréquence
RHEP	Right Handed Elliptical Polarization
RHCP	Right Handed Circular Polarization
ROS	Rapport d'Ondes Stationnaires
SIW	Substrate Integrated Waveguide
TE	Transverse Électrique
TEM	Transverse Électrique-Magnétique
TM	Transverse Magnétique
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

# Liste des Symboles

$f_c$	Fréquence centrale
$f_1$	Fréquence inférieure
$f_2$	Fréquence supérieure
$Z_G$	L'impédance interne du générateur
$Z_C$	L'impédance caractéristique
$Z_{Ant}$	L'impédance de l'antenne
$R_{Ant}$	La résistance de l'antenne
$X_{Ant}$	Réactance de l'antenne
$R_{pertes}$	Résistance de pertes
$\Gamma(x)$	Le coefficient de réflexion sur une ligne
$s_{11}$	Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne
$V_{max}$	La tension maximale sur une ligne
$V_{min}$	La tension minimale sur une ligne
$Q_t$	Facteur de qualité total
$Q_c$	Facteur de qualité du conducteur
$Q_d$	Facteur de qualité du diélectrique
$Q_{sw}$	Facteur de qualité des ondes de surface
$Q_{rad}$	Facteur de qualité de rayonnement
$\mu$	Perméabilité magnétique
$\epsilon$	Permittivité diélectrique
$\mu_r$	Perméabilité magnétique relative
$\epsilon_r$	Permittivité diélectrique relative
$\tan \delta$	Tangente de perte
$\sigma$	Conductivité des conducteurs
$\Delta f$	Largeur de bande
$\eta$	Rendement de rayonnement
$\eta_p$	Rendement de polarisation
$r(\theta, \varphi)$	La fonction caractéristique de rayonnement
$P(\theta, \varphi)$	Puissance dans la direction $(\theta, \varphi)$
$P(\theta_0, \varphi_0)$	Puissance dans la direction de rayonnement maximal
$D(\theta, \varphi)$	Directivité dans la direction $(\theta, \varphi)$
$G(\theta, \varphi)$	Gain dans la direction $(\theta, \varphi)$
$P_e$	Puissance disponible à l'émission
$P_r$	Puissance à la réception
$G_e$	Gain de l'antenne d'émission
$G_r$	Gain de l'antenne de réception
$\alpha_l$	L'affaiblissement de liaison

$\alpha_p$	L'affaiblissement de propagation
<b>E</b>	Le vecteur champ électrique
<b>H</b>	Le vecteur champ magnétique
$E_x$	La composante du vecteur champ électrique dans la direction $x$
$E_y$	La composante du vecteur champ électrique dans la direction $y$
$H_x$	La composante du vecteur champ magnétique dans la direction $x$
$H_y$	La composante du vecteur champ magnétique dans la direction $y$
$f$	La fréquence en Hertz
$\omega$	La pulsation en radians par seconde, égale à $2\pi f$
$k$	Le nombre d'onde en radians par mètre
$\varphi$	La phase
$\varphi_x$	La phase initiale de la composante $E_x$
$\varphi_y$	La phase initiale de la composante $E_y$
$\tau$	L'angle d'inclinaison d'un ellipse de polarisation
$P_A$	La puissance d'alimentation disponible au générateur
$P_M$	La puissance délivrée à la ligne de transmission adaptée
$P_O$	La puissance acceptée par l'antenne
$P_R$	La puissance rayonnée par l'antenne
$I$	L'intensité de rayonnement
$I_n$	L'intensité de rayonnement partielle
$M_1$	Désadaptation d'impédance due au câble RF
$M_2$	Désadaptation d'impédance due à la ligne d'alimentation de l'antenne
$G_R$	Gain réalisé
$G$	Gain
$D$	Directivité
$g_R$	Gain réalisé partiel
$g$	Gain partiel
$d$	Directivité partielle
$p$	Rendement de polarisation
<b>D</b>	L'induction électrique en Coulombs par mètre carré [ $C/m^2$ ]
<b>B</b>	L'induction magnétique en Teslas [T]
$\rho$	La densité volumique de charge en Coulombs par mètre cube [ $C/m^3$ ]
<b>J</b>	La densité de courant électrique en Ampères par mètre carré [ $A/m^2$ ]
$c$	La célérité de la lumière en mètres par seconde [ $m/s$ ]
$\chi_{mn}$	Le $m^{\text{ème}}$ zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre $n$
$n$	Le mode angulaire
$m$	Le mode radial
$h$	La hauteur du substrat diélectrique

# **Introduction Générale**

Lors de la conception des antennes, plusieurs paramètres sont pris en considération, tels que la bande d'opération, le gain, la polarisation de champ, la stabilité de rayonnement, la taille de l'antenne, le coût de fabrication, etc. Parfois, un compromis doit être fait entre ces paramètres afin de tenir compte d'une part des exigences pratiques imposées par le marché et d'autre part du domaine d'application de l'antenne. De nombreux types d'antennes patches destinées aux applications mobiles, nécessitent d'être miniaturisés, d'avoir une large bande passante qui permet d'assurer la compatibilité des différentes normes ou d'accéder à de nombreux services à partir de la même antenne. La conception des antennes patches planaires à polarisation circulaire a fait l'objet de nombreux travaux de recherche au cours de ces dernières décennies, vu leur importance dans les systèmes de communication sans fil où la mobilité et la simplicité des dispositifs sont exigées.

Ces dernières années, les chercheurs ont manifesté un grand intérêt pour les antennes à polarisation circulaire (APC) en raison de leurs avantages pratiques par rapport aux antennes à polarisation linéaire (APL) [1]. Contrairement aux APL, les APC constituent une solution optimale pour réduire la désadaptation de polarisation, les effets des trajets multiples et offrent en conséquence une flexibilité dans l'orientation relative entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception [2–7].

La polarisation circulaire est obtenue lorsque deux modes orthogonaux sont excités avec des amplitudes égales et déphasés de  $90^\circ$  [8, 9]. Ce type de polarisation peut être réalisé de différentes manières, que ce soit par des structures asymétriques [10, 11], ou alternativement par des méthodes conventionnelles, y compris le patch à simple alimentation au coin et le patch à double alimentation utilisant une ligne quart d'onde ou une jonction hybride [12].

Beaucoup de travaux de recherche effectués sur les APC adoptent le guide d'ondes coplanaire (CPW) en tant que ligne d'alimentation [2, 4, 13, 14]. Ce type d'excitation offre une large bande à polarisation circulaire par rapport à une alimentation par ligne microbande. La majorité de la littérature porte une attention particulière à l'élargissement de la bande du rapport axial, sans toutefois chercher à simplifier la géométrie de l'antenne, et tenir compte de la stabilité du rayonnement [3–5]. En effet, cette démarche engendre forcément des performances très limitées dans les mécanismes de rayonnement des antennes. Par exemple dans [3], l'antenne à fente proposée présente une bonne largeur de bande de 3.62 GHz (1.10–4.72 GHz), avec une couverture à polarisation circulaire de 3.42 GHz (1.26–4.68 GHz); mais en contrepartie, elle présente une instabilité importante dans la direction du lobe principal. De même dans [4], la géométrie proposée souffre d'une instabilité significative dans son rayonnement, même si elle est caractérisée par une ultra large bande de 10.33 GHz (2.67–13 GHz), avec une largeur de bande à polarisation circulaire de 2 GHz, de 4.9 à 6.9 GHz. En plus, la complexité de la conception des antennes APC et le volume qu'elles occupent [1, 13–23], sont considérées comme des contraintes majeures face aux besoins de dispositifs miniaturisés à faible coût de conception simplifiée et à répétabilité avec une autre bande de fréquences. Certaines conceptions, comme dans [4, 18] utilisent plus de trois mécanismes pour atteindre la bande passante souhaitée, ce qui augmente considérablement la complexité de conception. À côté de la complexité, la stabilité de rayonnement pose donc un gros problème dans la conception des antennes, comme dans les travaux [3, 4, 7, 9, 24–29], où la direction du faisceau principal montre une instabilité significative, dont le rapport axial doit toujours être estimé dans la direction du lobe principal.

L'objectif principal de mon travail de thèse est de concevoir des antennes patches planaires large bande à polarisation circulaire avec une grande stabilité de rayonnement

dans une large échelle de simplicité et de répétabilité en termes de fréquence. La première géométrie d'antenne proposée est composée principalement d'une ligne CPW qui alimente une antenne patch à fente asymétrique à travers deux bras de longueurs différentes, où la caractéristique de polarisation circulaire est obtenue à travers ces derniers. L'antenne fonctionne sur une gamme de fréquences allant de 7 GHz à 10.2 GHz, à un niveau de réflexion de  $-10$  dB, avec un rapport axial (RA) inférieur à  $3$  dB de 7.4 GHz à 10.2 GHz. Elle rayonne efficacement dans la direction verticale (broadside direction), avec un gain maximal de  $4$  dBi. L'antenne proposée présente alors l'avantage d'être large bande à polarisation circulaire, à structure planaire très simple avec une très faible complexité et un faible profil. En outre, cette antenne rayonne dans la direction verticale avec une stabilité élevée en termes de direction du lobe principal. Ces fonctionnalités font partie des nombreux défis de la conception des APC.

La deuxième géométrie proposée est une antenne patch spirale à polarisation circulaire, couvrant une ultra large bande de fréquences. Nous avons choisi les outils de simulation Microwave studio CST et Ansoft HFSS, basés respectivement sur la technique d'intégration finie (FIT) et la technique rigoureuse des éléments finis (FEM). Le but recherché est le même que la première géométrie qui consiste à concevoir une antenne patch planaire à polarisation circulaire avec une grande stabilité de rayonnement. Cette antenne opère sur une ultra large bande de fréquences allant de 4.5 GHz à 12 GHz, dont elle est circulairement polarisée de 7.91 GHz à 10.44 GHz. Elle rayonne efficacement de façon directive dans la direction du  $\theta = 20^\circ$ ,  $\varphi = 135^\circ$  avec un gain maximal de  $8.85$  dBi. L'antenne proposée présente alors l'avantage d'être planaire simple, ayant une large bande à polarisation circulaire et elle rayonne avec une grande stabilité en termes de direction du lobe principal.

Ce manuscrit de thèse comporte quatre chapitres après une introduction générale :

Dans le premier chapitre, nous rappelons les caractéristiques des antennes et plus particulièrement des antennes patches. Nous présentons les caractéristiques des antennes patches, leurs domaines d'utilisation, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Nous décrivons par la suite, les différentes techniques d'alimentation des antennes patches qui jouent un rôle très important dans la détermination de la bande passante et ainsi que dans le rayonnement de ce type d'antennes. Nous terminons ce chapitre par une description des méthodes d'analyse les plus utilisées dans la conception des antennes patches à savoir les méthodes analytiques et rigoureuses qui sont souvent conjointement utilisées.

Le deuxième chapitre traite la théorie de la polarisation de l'onde électromagnétique, y compris la sphère de Poincaré et les différents mécanismes typiques d'antennes patches planaires, avec lesquels on peut générer une onde circulairement polarisée. Ce type de polarisation est très utile en pratique vu ses divers avantages par rapport aux autres types de polarisation. Une comparaison entre les différentes méthodes de génération d'antennes patches circulairement polarisées est également présentée.

Le troisième chapitre est consacré à la conception et à la fabrication d'une antenne patch planaire à polarisation circulaire, couvrant une très large gamme de fréquences avec une grande stabilité du lobe principal. Nous avons choisi un outil de simulation puissant et efficace, basé sur la technique rigoureuse des éléments finis (FEM). La stabilité de rayonnement pose un grand problème dans la conception des antennes, plus particulièrement les antennes à polarisation circulaire. Le but de ce chapitre est donc d'améliorer la stabilité de rayonnement d'une antenne patch planaire circulairement polarisée, dont elle opère sur une large bande de fréquences allant de 7 GHz à 10.2 GHz. Une ligne guide d'ondes coplanaire (CPW) alimente l'antenne à fente asymétrique par l'intermédiaire de

deux bras de longueurs différentes, pour pouvoir générer une onde circulairement polarisée sur une large bande opérationnelle de l'antenne. Cette antenne rayonne efficacement de façon directive dans la direction verticale (broadside direction) avec un gain maximal de 4 *dBi*. Les résultats simulés et mesurés sont présentés, comparés et discutés.

Dans le quatrième chapitre, nous nous intéressons à la conception d'une antenne patch spirale à polarisation circulaire, couvrant une ultra large bande de fréquences. Cette antenne opère sur une ultra large bande de fréquences allant de 4.5 GHz à 12 GHz, et rayonne efficacement de façon directive dans la direction du  $\theta = 20^\circ$ ,  $\varphi = 135^\circ$  avec un gain maximal de 8.85 *dBi*. L'antenne proposée présente l'avantage d'être planaire simple, ayant une large bande à polarisation circulaire et rayonne avec une grande stabilité en termes de direction du lobe principal.

Enfin, la thèse sera clôturée par une conclusion générale dans laquelle nous résumons les principaux résultats obtenus dans ce travail et quelques perspectives de travaux de recherche futurs.

# Bibliographie

- [1] X. Ding, Z. Zhao, Y. Yang, Z. Nie, and Q. H. Liu, "A compact unidirectional ultra-wideband circularly polarized antenna based on crossed tapered slot radiation elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 12, pp. 7353–7358, 2018.
- [2] M. Midya, S. Bhattacharjee, and M. Mitra, "Pair of grounded l strips loaded broadband circularly polarised square slot antenna with enhanced axial ratio bandwidth," *Electronics Letters*, vol. 54, no. 15, pp. 917–918, 2018.
- [3] R. Xu, J. Li, J. Liu, S. G. Zhou, and K. Wei, "Uwb circularly polarised slot antenna with modified ground plane and l-shaped radiator," *Electronics Letters*, vol. 54, no. 15, pp. 918–920, 2018.
- [4] J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, N. Felegari, and H. Shirzad, "Broadband cpw-fed circularly polarized square slot antenna with inverted-l strips for uwb applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 369–372, 2011.
- [5] T. Tuan Le, V. Hoang The, and H. Chang Park, "Simple and compact slot-patch antenna with broadband circularly polarized radiation," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 7, pp. 1634–1641, 2016.
- [6] T. Tuan Le, H. H. Tran, and H. C. Park, "A simple penta-band circularly polarized cpw-fed monopole-patch antenna covering six commercial application bands," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 3, pp. 773–778, 2018.
- [7] H. Zhai, D. Yang, L. Xi, and D. Feng, "A new cpw-fed broadband circularly polarized printed monopole antenna for uwb application," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 2, pp. 364–369, 2018.
- [8] K. O. Gyasi, G. Wen, D. Inserra, Y. Huang, J. Li, A. E. Ampoma, and H. Zhang, "A compact broadband cross-shaped circularly polarized planar monopole antenna with a ground plane extension," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 335–338, 2018.
- [9] L. Zhang, Y.-C. Jiao, Y. Ding, B. Chen, and Z.-B. Weng, "Cpw-fed broadband circularly polarized planar monopole antenna with improved ground-plane structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 9, pp. 4824–4828, 2013.
- [10] H. H. Tran, N. Nguyen-Trong, and A. M. Abbosh, "Simple design procedure of a broadband circularly polarized slot monopole antenna assisted by characteristic mode analysis," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 78386–78393, 2018.
- [11] R. Xu, J. Li, J. Liu, S. G. Zhou, and K. Wei, "Uwb circularly polarised slot antenna with modified ground plane and l-shaped radiator," *Electronics Letters*, vol. 54, no. 15, pp. 918–920, 2018.
- [12] R. Garg, P. Bhartia, I. J. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip antenna design handbook*. Artech house, 2001.

- 
- [13] S.-P. Pan, J.-Y. Sze, and P.-J. Tu, "Circularly polarized square slot antenna with a largely enhanced axial-ratio bandwidth," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 969–972, 2012.
- [14] C. Chen, E. Yung, and B. Hu, "Miniaturised cpw-fed circularly polarised corrugated slot antenna with meander line loaded," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 25, pp. 1404–1405, 2007.
- [15] J. Wei, X. Jiang, and L. Peng, "Ultrawideband and high-gain circularly polarized antenna with double-y-shape slot," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1508–1511, 2017.
- [16] Y.-W. Zhong, G.-M. Yang, J.-Y. Mo, and L.-R. Zheng, "Compact circularly polarized archimedean spiral antenna for ultrawideband communication applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 129–132, 2016.
- [17] H.-G. Xue, X.-X. Yang, Z. Ma, and Y. Wang, "Single-fed broadband circularly polarised dipole antenna with simple structure," *Electronics Letters*, vol. 53, no. 3, pp. 134–136, 2017.
- [18] C. Zhang, X. Liang, X. Bai, J. Geng, and R. Jin, "A broadband dual circularly polarized patch antenna with wide beamwidth," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1457–1460, 2014.
- [19] X. Yang, Y. Z. Yin, W. Hu, and S. L. Zuo, "Low-profile, small circularly polarized inverted-l antenna with double-folded arms," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 767–770, 2010.
- [20] K. Hwang, "Broadband circularly-polarised spidron fractal slot antenna," *Electronics letters*, vol. 45, no. 1, pp. 3–4, 2009.
- [21] K. P. E. Nasimuddin and A. Verma, "Wideband high-gain circularly polarized stacked microstrip antennas with an optimized c-type feed and a short horn," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 56, no. 2, pp. 578–581, 2008.
- [22] G. Varshney, R. Singh, V. S. Pandey, and R. S. Yaduvanshi, "Circularly polarized two-port mimo dielectric resonator antenna," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 91, pp. 19–28, 2020.
- [23] Q.-Q. Chen, J.-Y. Li, G.-W. Yang, and Y.-X. Ding, "Single-fed high-gain circularly polarized microstrip antenna," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 83, pp. 151–159, 2019.
- [24] R. Xu, J.-Y. Li, J.-J. Yang, K. Wei, and Y.-X. Qi, "A design of u-shaped slot antenna with broadband dual circularly polarized radiation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 6, pp. 3217–3220, 2017.
- [25] D. Chandu and S. Karthikeyan, "Broadband circularly polarized printed monopole antenna with protruded l-shaped and inverted l-shaped strips," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 1, pp. 242–248, 2018.
- [26] M. S. Ellis, Z. Zhao, J. Wu, X. Ding, Z. Nie, and Q.-H. Liu, "A novel simple and compact microstrip-fed circularly polarized wide slot antenna with wide axial ratio bandwidth for c-band applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 4, pp. 1552–1555, 2016.
- [27] J. B. Dia'aaldin, S. Liao, and Q. Xue, "Wideband unidirectional circularly polarized antenna with l-shaped radiator structure," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 12–15, 2016.

- [28] H. Tang, K. Wang, R. Wu, C. Yu, J. Zhang, and X. Wang, "A novel broadband circularly polarized monopole antenna based on c-shaped radiator," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 964–967, 2016.
- [29] T. Tuan Le, V. Hoang The, and H. Chang Park, "Simple and compact slot-patch antenna with broadband circularly polarized radiation," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 7, pp. 1634–1641, 2016.

# Chapitre 1

## Contexte Général sur les Antennes Patches Planaires

### Sommaire

---

<b>1.1 Introduction</b> . . . . .	<b>9</b>
<b>1.2 Caractéristiques des antennes</b> . . . . .	<b>9</b>
1.2.1 Caractéristiques électriques . . . . .	9
1.2.2 Caractéristiques de rayonnement . . . . .	13
<b>1.3 Définitions et historiques des antennes patches planaires</b> . . . . .	<b>23</b>
<b>1.4 Structure de base d'une antenne patch</b> . . . . .	<b>24</b>
1.4.1 Matériaux diélectriques . . . . .	24
1.4.2 Matériaux conducteurs . . . . .	25
<b>1.5 Techniques d'excitation des antennes patches</b> . . . . .	<b>26</b>
1.5.1 Excitation par contact . . . . .	26
1.5.2 Excitation par couplage . . . . .	28
<b>1.6 Types de réseaux d'antennes patches</b> . . . . .	<b>29</b>
1.6.1 Antenne en réseau linéaire . . . . .	29
1.6.2 Antenne en réseau planaire . . . . .	29
1.6.3 Antenne en réseau circulaire . . . . .	29
<b>1.7 Avantages et inconvénients des antennes patches</b> . . . . .	<b>30</b>
<b>1.8 Méthodes d'analyse des antennes patches</b> . . . . .	<b>31</b>
1.8.1 Méthodes analytiques . . . . .	31
1.8.2 Méthodes rigoureuses . . . . .	34
<b>1.9 Applications des antennes micro-rubans</b> . . . . .	<b>35</b>
<b>1.10 Conclusion</b> . . . . .	<b>35</b>

---

## 1.1 Introduction

Les télécommunications spatiales, les radars et les communications hertziennes utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs. Ce sont des dispositifs performants qui possèdent un bon rendement, une grande pureté de polarisation et une large bande de fréquences. Dans le cas des applications mobiles, leur poids et leur encombrement deviennent deux inconvénients majeurs. Actuellement, de nombreuses applications gouvernementales et commerciales telles que les applications mobiles, les communications radio et sans fil, exigent la mobilité et la légèreté des dispositifs. Pour répondre à ces exigences, les antennes patches [1–34] sont les plus adéquates.

Dans ce chapitre, nous rappelons d'abord les caractéristiques des antennes et plus particulièrement les antennes micro-rubans ou encore antennes patches. Par la suite, nous présentons leurs caractéristiques, leurs domaines d'utilisation, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Aussi nous décrivons les différentes techniques de l'alimentation des antennes patches qui jouent un rôle très important dans la détermination de la bande passante et ainsi que dans le rayonnement de ces antennes. Enfin, nous présentons les méthodes d'analyse les plus utilisées dans la conception des antennes patches à savoir les méthodes analytiques et rigoureuses qui sont souvent conjointement utilisées.

## 1.2 Caractéristiques des antennes

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique à l'émission. Réciproquement, de convertir l'énergie électromagnétique en énergie électrique à la réception. Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur [12]. Par conséquent, les caractéristiques des antennes peuvent être classées en deux catégories selon la nature de l'énergie : caractéristiques électriques et caractéristiques électromagnétiques.

### 1.2.1 Caractéristiques électriques

Les paramètres électriques définissent l'antenne comme étant un élément du circuit dans laquelle elle est connectée. Ils permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et de caractériser ainsi que l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, le rapport d'ondes stationnaires, la bande passante, le facteur de qualité, la température de bruit, etc.

#### 1.2.1.1 Bande passante

La largeur de bande ou la bande passante d'une antenne peut être définie comme étant une plage de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil donné. La bande passante peut aussi être définie comme une bande de fréquences où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou réciproquement, de l'an-

tenne vers le récepteur) est supérieur à un seuil donné. On parle alors de l'adaptation entre la source d'excitation et l'antenne.

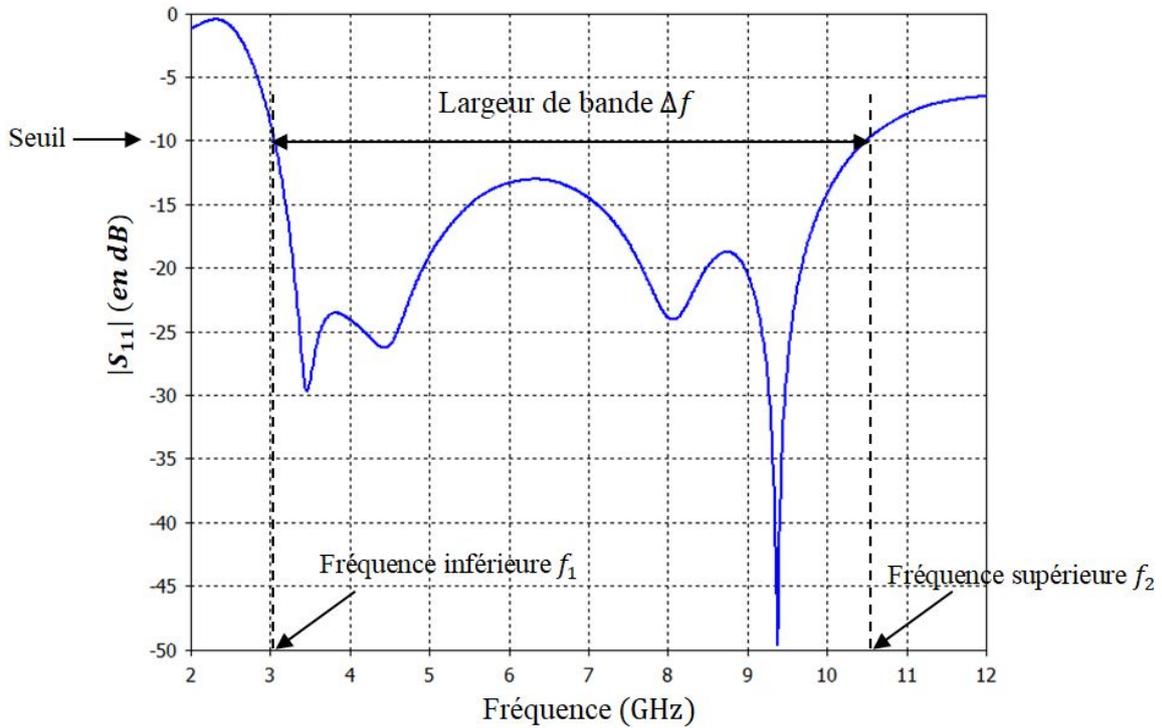


FIGURE 1.1 – Estimation de la bande passante d'une antenne à partir de sa courbe du coefficient de réflexion.

La bande passante d'une antenne est estimée à partir de sa courbe du coefficient de réflexion (ou parfois de sa courbe du VSWR) comme le montre la Fig. 1.1. Elle correspond selon certains critères typiques à un coefficient de réflexion inférieur à  $-6$  dB, inférieur à  $-10$  dB ou inférieur à  $-15$  dB. Cependant, le seuil  $-10$  dB est souvent le plus considéré dans la pratique, qui signifie que 90% d'énergie de la source est transférée vers l'antenne et seulement 10% de cette énergie est réfléchi. Elle est souvent considérée comme une gamme de fréquences positionnée de part et d'autre de la fréquence centrale  $f_c$ . La largeur de bande est donnée par :

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad (1.1)$$

où  $f_1$  et  $f_2$  sont les fréquences limites inférieure et supérieure respectivement au seuil donné. L'expression de la bande passante fractionnelle (BPF) relative à la fréquence centrale s'exprime par [17] :

$$\text{BPF}(\%) = \frac{\Delta f}{f_c} \times 100\% \quad (1.2)$$

Comme la fréquence centrale  $f_c = \frac{f_1 + f_2}{2}$ , l'expression de la bande passante fractionnelle devient :

$$\text{BPF}(\%) = 2 \frac{f_2 - f_1}{f_1 + f_2} \times 100\% \quad (1.3)$$

### 1.2.1.2 Coefficient de réflexion et taux d'ondes Stationnaires

On considère un système constitué d'un générateur ( $E, Z_G$ ), d'une ligne de transmission de longueur  $l$ , d'impédance caractéristique  $Z_c$  et d'une antenne d'impédance  $Z_{Ant}$  (Fig. 1.2).

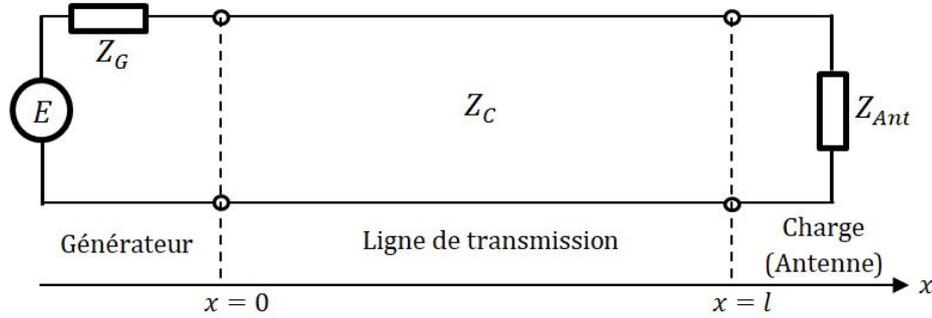


FIGURE 1.2 – Schéma équivalent d'une antenne connectée à un générateur par une ligne de transmission.

Le coefficient de réflexion d'une antenne est le rapport entre l'onde réfléchie (onde retournée au générateur) et l'onde incidente (onde venue du générateur). Il est donné par :

$$\Gamma(x) = \frac{v_0^- e^{jkx}}{v_0^+ e^{-jkx}} = \frac{Z_{Ant} - Z_c}{Z_{Ant} + Z_c} e^{2jk(x-l)} \quad (1.4)$$

Avec,  $k$  est le nombre d'onde vaut à  $\omega/c$ . L'équation 1.4 nous permet de déterminer le paramètre de réflexion  $S_{11}$  au niveau de l'antenne ( $x = l$ ),

$$\Gamma(x = l) = S_{11} = \frac{Z_{Ant} - Z_c}{Z_{Ant} + Z_c} \quad (1.5)$$

L'amplitude du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en décibels ( $dB$ ) vaut :

$$|S_{11}| (dB) = 20 \log |S_{11}| \quad (1.6)$$

De la même façon, on peut aussi déterminer le rapport d'onde stationnaire (ROS ou VSWR), le rapport entre la tension maximale et la tension minimale :

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (1.7)$$

Réciproquement, le coefficient de réflexion en fonction du VSWR vaut donc :

$$|S_{11}| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (1.8)$$

### 1.2.1.3 Impédance d'entrée de l'antenne

D'un point de vue électrique, une antenne est complètement caractérisée par son impédance d'entrée  $Z_{Ant}$  (Fig. 1.3). L'expression de  $Z_{Ant}$  se décompose en une partie réelle

$R_{Ant}$  et une partie imaginaire  $X_{Ant}$  et s'écrit comme suit :

$$Z_{Ant} = R_{Ant} + jX_{Ant} \quad (1.9)$$

La partie réelle  $R_{Ant}$  regroupe la résistance de pertes et la résistance de rayonnement de l'antenne et s'écrit comme suit :

$$R_{Ant} = R_{pertes} + R_{ray} \quad (1.10)$$

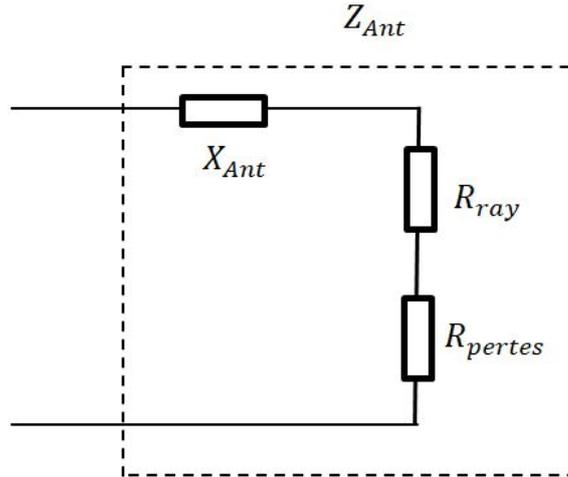


FIGURE 1.3 – Modélisation électrique de l'antenne.

Le rendement de l'antenne peut se définir comme suit :

$$\eta = \frac{R_{ray}}{R_{pertes} + R_{ray}} \quad (1.11)$$

Évidemment pour avoir un bon rendement, la résistance liée aux pertes  $R_{pertes}$  doit être petite devant la résistance liée au rayonnement  $R_{ray}$ .

#### 1.2.1.4 Facteur de qualité

Le facteur de qualité est un paramètre intrinsèque de l'antenne dont la définition vient de l'analogie avec les circuits électroniques linéaires. Le facteur de qualité est souvent calculé à la résonance, et il est relié à la bande passante. Ce dernier représente les pertes de l'antenne, qui sont typiquement : les pertes par rayonnement  $1/Q_{rad}$ , les pertes de conduction  $1/Q_c$ , les pertes diélectriques  $1/Q_d$  et les pertes par ondes de surface  $1/Q_{sw}$ . Donc le facteur de qualité total  $Q_t$  est influencé par tous ces divers types de pertes et il s'écrit en général comme suit [3] :

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} + \frac{1}{Q_{rad}} \quad (1.12)$$

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (1.13)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (1.14)$$

$$Q_{rad} = \frac{2\pi\omega\epsilon_r}{h\frac{G_t}{l}} K \quad (1.15)$$

Où,  $\tan \delta$  est la tangente de pertes diélectriques,  $\sigma$  la conductivité des conducteurs (patch et plan de masse),  $G_t/l$  est la conductivité par unité de longueur de l'ouverture rayonnante, et  $K$  est un facteur égal à  $L/4$  pour une ouverture rectangulaire au mode fondamental. La bande passante fractionnelle (BPF) et le facteur de qualité total  $Q_t$  sont inversement proportionnels. Si on ne prend pas en considération la désadaptation d'impédance à l'entrée de l'antenne, la bande passante fractionnelle est l'inverse du facteur de qualité :

$$\text{BPF} = \frac{\Delta f}{f_c} = \frac{1}{Q_t} \quad (1.16)$$

Si la désadaptation à l'entrée de l'antenne est prise en considération, la relation entre la bande passante fractionnelle et le facteur de qualité devient dans ce cas [3] :

$$\text{BPF} = \frac{\Delta f}{f_c} = \frac{\text{VSWR} - 1}{Q_t \sqrt{\text{VSWR}}} \quad (1.17)$$

On peut exprimer l'efficacité de rayonnement (rendement)  $\eta$  d'une antenne par l'équation 1.18 dont elle est également définie comme étant le rapport de la puissance rayonnée à la puissance totale d'entrée. Elle peut également être exprimée en termes de facteurs de qualité  $Q_t$  et  $Q_{rad}$ , qui pour une antenne micro-ruban peut être écrite comme suit [35] :

$$\eta = \frac{1}{\frac{Q_{rad}}{1}} = \frac{Q_t}{Q_{rad}} \quad (1.18)$$

## 1.2.2 Caractéristiques de rayonnement

Un grand nombre de paramètres électriques que nous venons de définir sont valables pour d'autres composants d'une chaîne de transmission radio-fréquence (RF). Ce qui différencie réellement les antennes est leur capacité à rayonner une énergie électrique sous forme d'une énergie électromagnétique caractérisée par plusieurs paramètres décrits ci-dessous.

### 1.2.2.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans différentes directions de l'espace. Il décrit une représentation du rayonnement en deux dimensions (2-D) ou en trois dimensions (3-D) du gain, de la directivité, du champ électrique rayonné sur une grande distance en fonction de l'angle de site  $\theta$  (plan vertical) et de l'angle d'azimut  $\varphi$  (plan horizontal).

Le diagramme de rayonnement est généralement affiché dans deux plans perpendiculaires : le plan E et le plan H qui sont respectivement les plans pour lesquels les champs électrique et magnétique atteignent leurs valeurs maximales [1, 36].

### 1.2.2.2 Fonction caractéristique de rayonnement

La fonction caractéristique de rayonnement (FCR), notée par  $r(\theta, \varphi)$ , est une représentation graphique du rapport entre la puissance que rayonne l'antenne, dans une direction quelconque définie par le couple  $(\theta, \varphi)$ , et la puissance maximale  $P(\theta_0, \varphi_0)$  rayonnée par la même antenne. C'est à dire la FCR varie entre 0 et 1 tout dépend de la direction considérée.

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P(\theta_0, \varphi_0)} \quad (1.19)$$

soit en décibels

$$r(\theta, \varphi) \text{ (dB)} = 10 \log \left[ \frac{P(\theta, \varphi)}{P(\theta_0, \varphi_0)} \right]$$

Il existe trois formes typiques de diagrammes de rayonnement : rayonnement isotrope, rayonnement omnidirectionnel et rayonnement directif.

#### a) Rayonnement isotrope

L'antenne isotrope est une antenne théorique sans pertes qui rayonne sa puissance d'alimentation  $P_a$  de façon identique dans toutes les directions [12]. Elle est seulement applicable pour une antenne idéale (source isotrope) et souvent prise comme référence pour exprimer les propriétés de directivité des antennes réelles. Cette antenne ayant un gain de 0 dB dans toutes les directions, pris comme référence pour les antennes pratiques.

#### b) Rayonnement directif

Une antenne directive est une antenne qui va concentrer l'énergie qu'elle rayonne dans une seule direction de l'espace (Fig. 1.4). Les antennes patchs et les antennes Yagi sont les exemples typiques des antennes à rayonnement directif.

#### c) Rayonnement omnidirectionnel

Une antenne omnidirectionnelle se caractérise par sa capacité à rayonner de manière égale dans toutes les directions contenues dans un plan. L'antenne monopole est l'exemple typique d'antenne omnidirectionnelle. La Figure 1.5, expose une représentation typique de diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

### 1.2.2.3 Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable. La Figure 1.6 montre clairement cet angle, en représentation polaire (Fig. 1.6a) et en représentation cartésienne (Fig. 1.6a).

### 1.2.2.4 Régions du champ

L'espace entourant une antenne est généralement se divise en trois régions : région à champ proche réactif (zone de Rayleigh), région à rayonnement proche (zone de Fresnel), et région à champ lointain (zone de Fraunhofer), Fig. 1.7. Les limites séparant ces régions

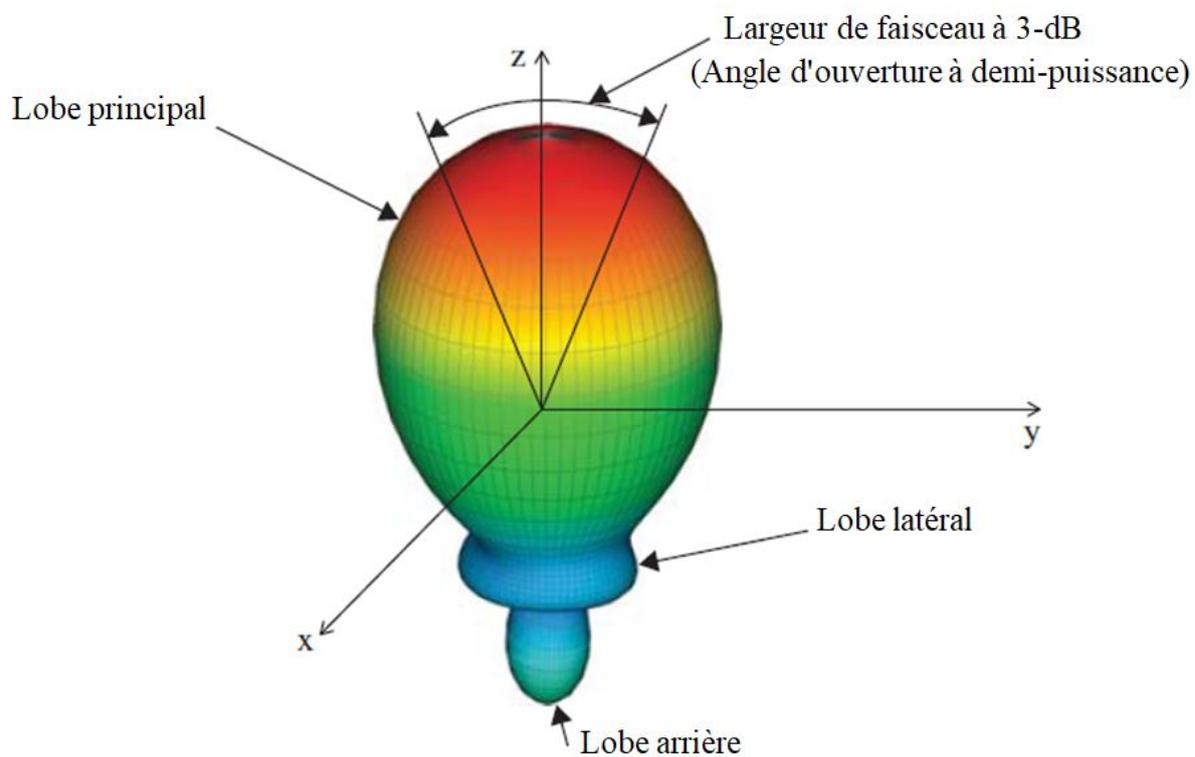


FIGURE 1.4 – Diagramme de rayonnement directionnel dans le plan d'élévation [37].

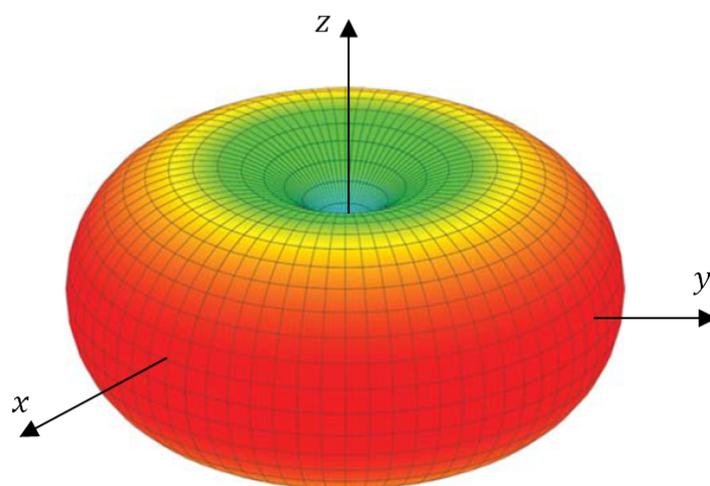


FIGURE 1.5 – Diagramme de rayonnement omnidirectionnel [37].

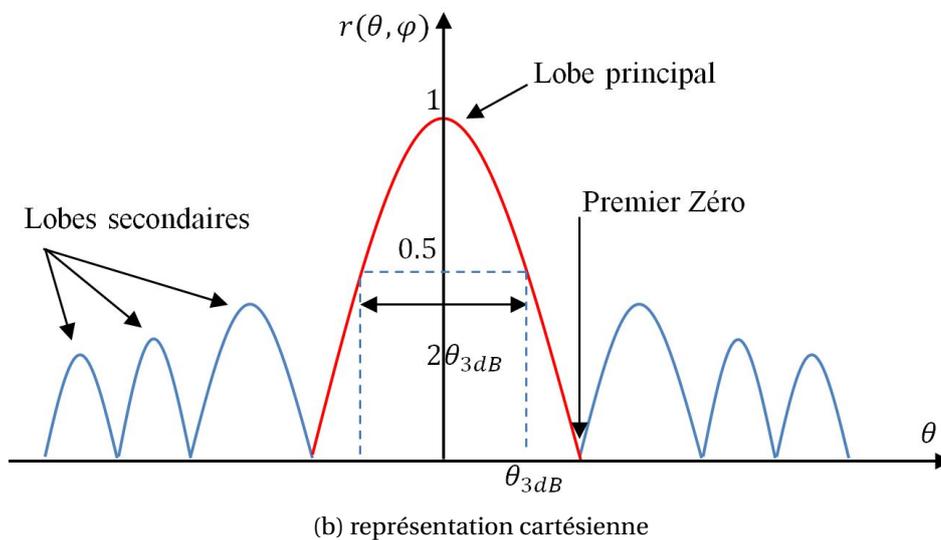
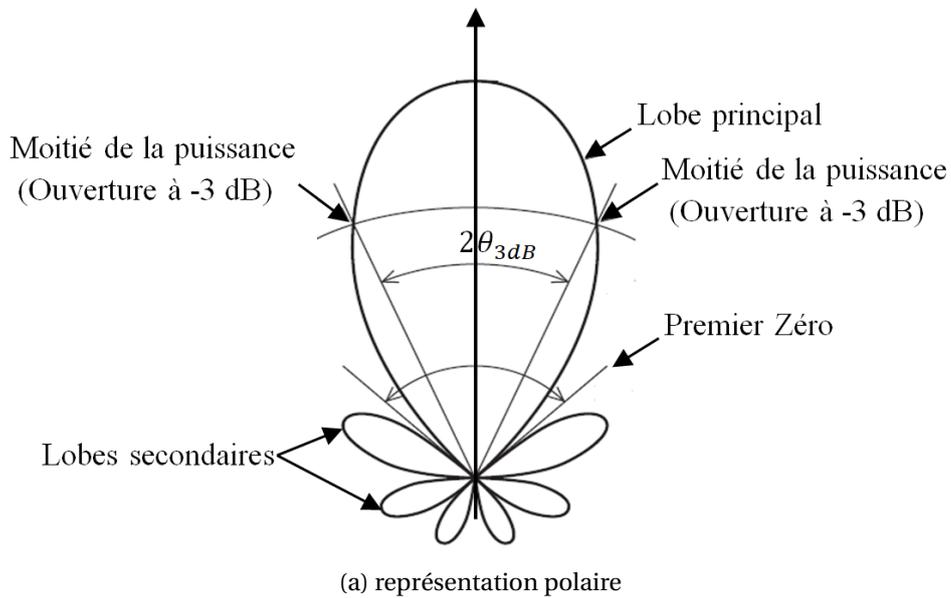


FIGURE 1.6 – Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture d'une antenne.

ne sont pas uniques, bien que divers critères aient été établis et soient couramment utilisés pour identifier les régions [35, 38–41].

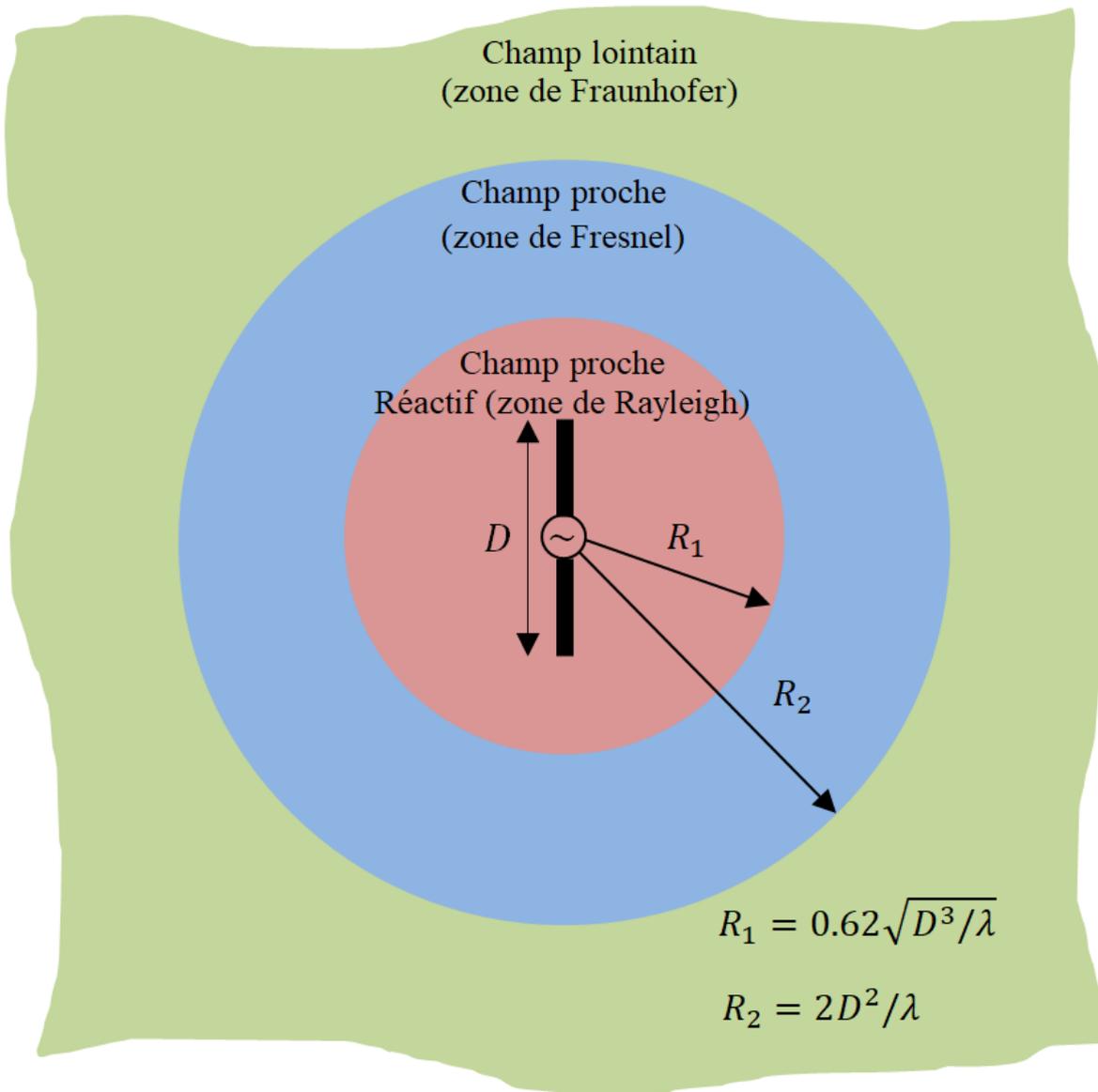


FIGURE 1.7 – Représentation des zones de rayonnement.

- **La région de champ proche réactif (zone de Rayleigh)**

La région de champ proche réactif est la zone de champ entourant directement l'antenne où prédomine le champ réactif. Pour la plupart des antennes, la limite de cette région est généralement à une distance  $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$  à partir de la surface de l'antenne, où  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $D$  est la plus grande dimension de l'antenne. Pour un dipôle très court, on considère généralement que cette limite à une distance  $R < \lambda/2\pi$  de la surface de l'antenne.

- **La région de champ proche rayonnant (zone de Fresnel)**

La région de champ proche est définie comme étant la zone de champ d'une antenne située entre la région réactive de champ proche et la région de champ lointain dans laquelle les champs de rayonnement sont prédominants et la distribution du champ angulaire dépend de la distance de l'antenne. Si l'antenne a une dimension maximale qui n'est pas grande par rapport à la longueur d'onde  $\lambda$ , cette région peut ne pas exister. Pour une an-

tenne focalisée à l'infini, la région de champ proche rayonnant est parfois appelée région de Fresnel sur la base d'une analogie avec la terminologie optique. Si la dimension globale maximale de l'antenne est très petite par rapport à la longueur d'onde, cette région de champ peut ne pas exister. Les limites de cette région sont  $0.62\sqrt{D^3/\lambda}$  et  $2D^2/\lambda$ , c'est à dire  $0.62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R < 2D^2/\lambda$ . Ce critère est basé sur une erreur de phase maximale de  $\pi/8$ . Dans cette région, la configuration de champ est en général en fonction de la distance radiale  $R$  dont la composante radiale du champ peut être appréciable.

• **La région de champ lointain (zone de Fraunhofer)**

La région de champ lointain est définie comme étant la région du champ d'une antenne où la distribution du champ angulaire est essentiellement indépendante de la distance de l'antenne. La région de champ lointain est généralement considérée à des distances supérieures à  $2D^2/\lambda$  de l'antenne. Les diagrammes de champ lointain de certaines antennes, telles que les antennes à réflecteurs multifaisceaux, sont sensibles aux variations de phase sur leurs ouvertures et la distance  $2D^2/\lambda$  peut-être inadéquate pour ces antennes. Pour une antenne focalisée à l'infini, la région du champ lointain est parfois appelée région de Fraunhofer sur la base d'une analogie avec la terminologie optique. Dans cette région, les composantes du champ sont essentiellement transversales et la distribution angulaire est indépendante de la distance radiale où les mesures sont faites. La limite inférieure est la distance radiale  $R = 2D^2/\lambda$  et la limite supérieure est théoriquement tend vers l'infini.

### 1.2.2.5 Directivité

La directivité  $D(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction quelconque  $\Delta(\theta, \varphi)$  est le rapport de la puissance rayonnée dans cette direction,  $P(\theta, \varphi)$ , à la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes ( $P_r/4\pi$ ), sous condition que les puissance totales rayonnées soient les mêmes. Par conséquent, une antenne fortement directive admet une faible ouverture de rayonnement et une antenne faiblement directive admet une large ouverture de rayonnement.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r/4\pi} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (1.20)$$

En décibels,

$$D(\theta, \varphi) (dB) = 10 \log \left[ 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \right] \quad (1.21)$$

### 1.2.2.6 Gain

Le gain  $G(\theta, \varphi)$  d'une antenne dans une direction quelconque  $\Delta(\theta, \varphi)$  est le rapport de la puissance rayonnée dans la direction énoncée  $P(\theta, \varphi)$  à la puissance que rayonnerait la source isotrope ( $P_a/4\pi$ ), à condition que les puissances d'alimentations soient les mêmes. En général, le gain  $G$ , sans préciser toutefois la direction, correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal  $(\theta_0, \varphi_0)$ . Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction donnée [12]. Le gain est alors donné par la relation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a/4\pi} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (1.22)$$

En l'exprime souvent en décibels par :

$$G (dB) = 10 \log(G) \quad (1.23)$$

Le gain est relié à la surface électrique de l'antenne par la relation suivante :

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (1.24)$$

Réciproquement, cette surface est reliée au gain de l'antenne par :

$$A = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad (1.25)$$

A : représente la surface électrique de l'antenne (surface équivalente),  $\lambda$  est la longueur d'onde.

On peut constater à partir des équations 1.24 et 1.25 que le gain est proportionnel à la surface électrique de l'antenne et au carré de son fréquence d'opération. En effet, on peut donc justifier la variation du gain d'une antenne par les deux raisons décrits ci-dessus.

### 1.2.2.7 Équation des télécommunications pour une liaison en espace libre sans pertes

Un système de télécommunications est constitué à l'émission par une antenne de gain  $G_e$ , alimentée par une puissance  $P_e$  et à la réception par une antenne de gain  $G_r$ , située à une distance  $d$  de l'antenne d'émission. La densité de puissance rayonnée à la distance  $d$  vaut :

$$p_r = \frac{P_e G_e}{4\pi d^2} \quad (1.26)$$

La puissance reçue par une antenne de réception de surface équivalente  $A_r$  à une distance  $d$  est alors :

$$P_r = p_r A_r = \frac{P_e G_e}{4\pi d^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad (1.27)$$

L'équation des télécommunications (formule de Friis) est donc la suivante :

$$P_r = P_e G_e G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.28)$$

On peut en déduire l'affaiblissement de la liaison :

$$\alpha_l = \frac{P_r}{P_e} = G_e G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.29)$$

L'affaiblissement de propagation :

$$\alpha_p = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.30)$$

Le produit  $G_e G_r$  a pour but donc de compenser en partie l'affaiblissement de propagation.

L'équation des télécommunications peut être écrite en décibels, sous condition de choisir un niveau de puissance de référence. Si ce niveau est pris égal à 1 W, les puissances  $P_e$  et  $P_r$  sont exprimées en dBW,

$$P_e \text{ (dBW)} = 10 \log \frac{P_e(W)}{1W} \quad (1.31)$$

$$P_r \text{ (dBW)} = 10 \log \frac{P_r(W)}{1W} \quad (1.32)$$

Si ce niveau est pris égal à 1 mW, les puissances  $P_e$  et  $P_r$  sont exprimées en *dBm*,

$$P_e \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{P_e(W)}{1mW} \quad (1.33)$$

$$P_r \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{P_r(W)}{1mW} \quad (1.34)$$

### 1.2.2.8 Rendement

Le rendement d'une antenne mesure la partie de la puissance perdue entre la source RF et le milieu de propagation. Il est défini en général par le rapport de la puissance totale rayonnée  $P_r$  à la puissance d'alimentation  $P_a$ , qu'on lui a fournie [35].

$$\eta = \frac{P_r}{P_a} \quad (1.35)$$

Le gain est relié alors à la directivité en valeurs réelles par :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a/4\pi} = \eta \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r/4\pi} = \eta D(\theta, \varphi) \quad (1.36)$$

### 1.2.2.9 Polarisation

La polarisation de l'onde électromagnétique est décrite par le locus de la pointe du vecteur champ électrique  $\mathbf{E}$  (ou magnétique  $\mathbf{H}$ ) au cours du temps, peut distinguer trois types de polarisation. En prenant l'axe  $z$  comme étant la direction de propagation, l'expression du champ  $\mathbf{E}$  s'exprime par :

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_x(z, t) + \hat{\mathbf{y}} E_y(z, t) \quad (1.37)$$

Si la propagation de l'onde suit la direction des  $z$  positifs, la forme trigonométrique peut donc s'écrire comme suit :

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_{x0} \cos(\omega t - kz + \varphi_x) + \hat{\mathbf{y}} E_{y0} \cos(\omega t - kz + \varphi_y) \quad (1.38)$$

Où,  $E_{x0}$  et  $E_{y0}$  sont respectivement les amplitudes des composantes du champ électrique  $\mathbf{E}$  dans les directions  $x$  et  $y$ ;  $k$  étant le nombre d'onde;  $\varphi_x$  et  $\varphi_y$  sont les phases initiales des deux composantes  $E_x$ ,  $E_y$  respectivement.

On distingue trois types de polarisation brièvement décrites ci-dessous. Plus de détails sur la polarisation seront présentés dans le chapitre qui suit.

#### • Polarisation linéaire

Une onde est linéairement polarisée lorsque son vecteur champ électrique ayant une expression comme dans l'équation 1.39,

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_{x0} \cos(\omega t - kz) \pm \hat{\mathbf{y}} E_{y0} \cos(\omega t - kz) \quad (1.39)$$

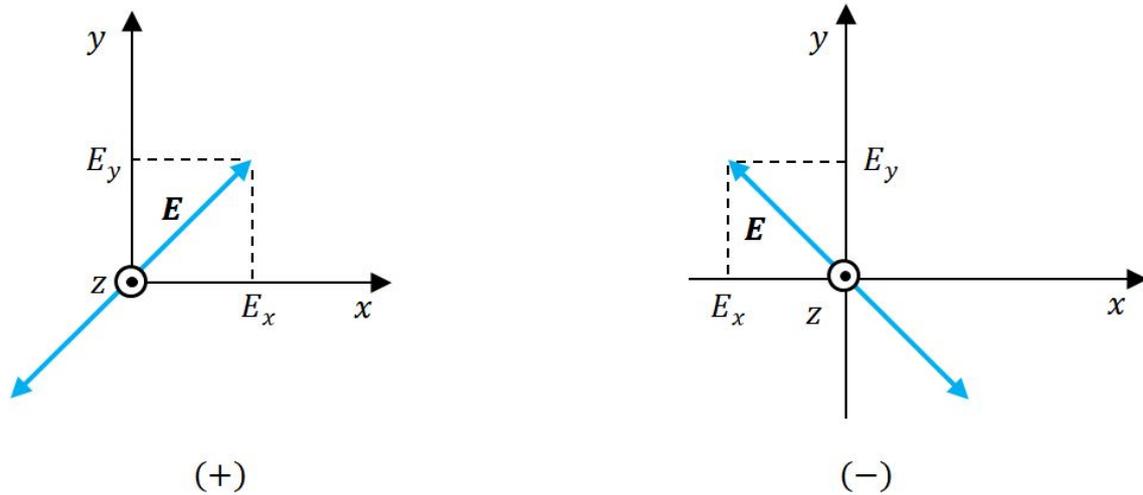


FIGURE 1.8 – Représentation cartésienne d'une polarisation linéaire.

La Figure 1.8 représente clairement l'orientation du vecteur champ électrique dans le cas d'une polarisation linéaire.

• **Polarisation circulaire**

La polarisation circulaire, Fig. 1.9, est obtenue uniquement lorsque les composantes du vecteur champ ont les mêmes amplitudes ( $E_{x0} = E_{y0}$ ) et la différence de phase entre ces deux composantes soit un nombre impair de  $\pi/2$ , c'est à dire  $\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\pi/2$ ,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ , on obtient,

$$\mathbf{E}(z, t) = E_{x0} [\hat{\mathbf{x}} \cos(\omega t - kz) \pm \hat{\mathbf{y}} \sin(\omega t - kz)] \quad (1.40)$$

Sachant que le + et le -, dans l'équation 1.40, représentent respectivement la polarisation circulaire main gauche (LHCP) et la polarisation circulaire main droite (RHCP). La Figure 1.9, montre clairement le cercle tracé par l'extrémité du vecteur champ électrique.

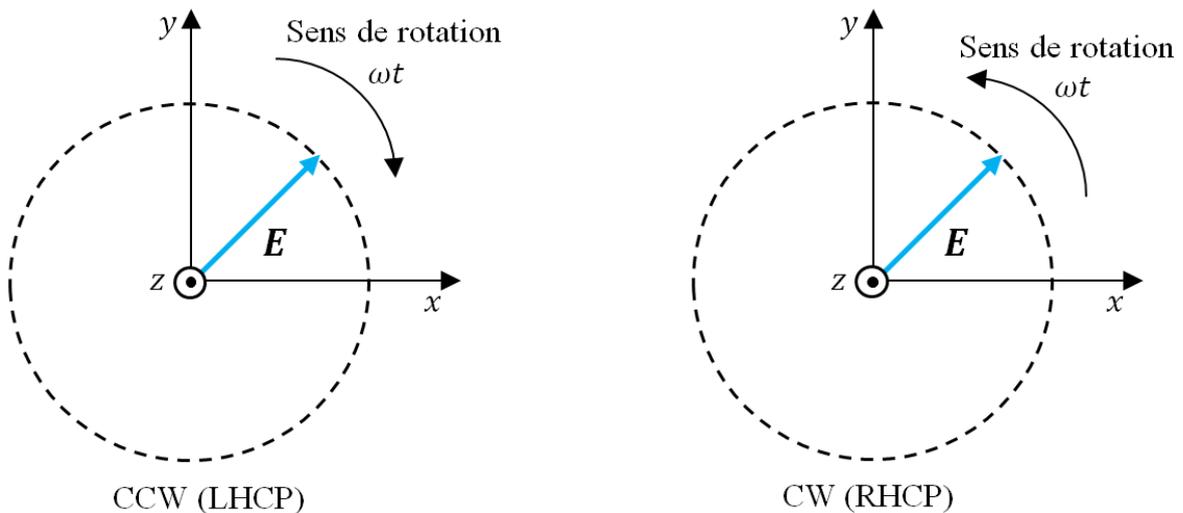


FIGURE 1.9 – Représentation cartésienne d'une polarisation circulaire.

• **Polarisation elliptique**

Dans le cas de la polarisation elliptique, si on prend uniquement le cas d'une ellipse alignée sur l'un des axes principaux, les amplitudes des composantes du vecteur champ

électrique sont différents ( $E_{x0} \neq E_{y0}$ ) et la différence de phase entre les deux composantes soit un nombre impair de  $\pi/2$ , c'est-à-dire  $\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\pi/2$ ,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ , on peut donc écrire :

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_{x0} \cos(\omega t - kz) \pm \hat{\mathbf{y}} E_{y0} \sin(\omega t - kz) \quad (1.41)$$

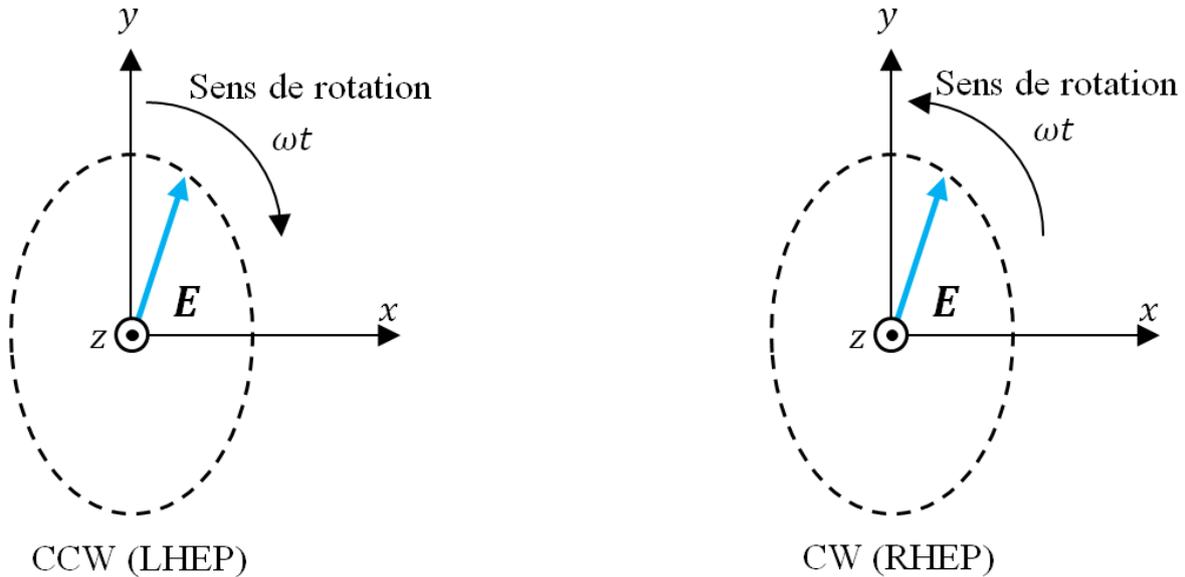


FIGURE 1.10 – Représentation cartésienne de la polarisation elliptique.

Sachant que le + et le -, dans l'équation 1.41, représentent respectivement la polarisation elliptique main gauche (LHEP) et la polarisation elliptique main droite (RHEP). Dans la Fig. 1.10, l'ellipse est tracée par l'extrémité du vecteur champ électrique au cours du temps.

Le rapport entre les amplitudes selon le grand axe et le petit axe est appelé rapport axial (RA), en anglais axial ratio (AR).

$$RA = \frac{\text{grand axe}}{\text{petit axe}}, \quad 1 \leq RA \leq +\infty \quad (1.42)$$

L'interdépendance du gain, de la polarisation et de l'impédance a conduit à l'inclusion de plusieurs termes, y compris le gain partiel, la directivité partielle et le gain réalisé partiel. Les interrelations de ces termes et les termes de base : gain, directivité et gain réalisé sont mieux visualisés en se référant à l'organigramme représenté sur la Fig. 1.11. Un organigramme similaire peut être construit pour une antenne de réception.

- $P_A$  : la puissance d'alimentation disponible au générateur
- $P_M$  : la puissance délivrée à la ligne de transmission adaptée
- $P_O$  : la puissance acceptée par l'antenne
- $P_R$  : la puissance rayonnée par l'antenne
- $I$  : l'intensité de rayonnement
- $I_n$  : l'intensité de radiation partielle\*
- $M_1$  : désadaptation d'impédance due au câble RF
- $M_2$  : désadaptation d'impédance due à la ligne d'alimentation de l'antenne
- $\eta$  : rendement de radiation

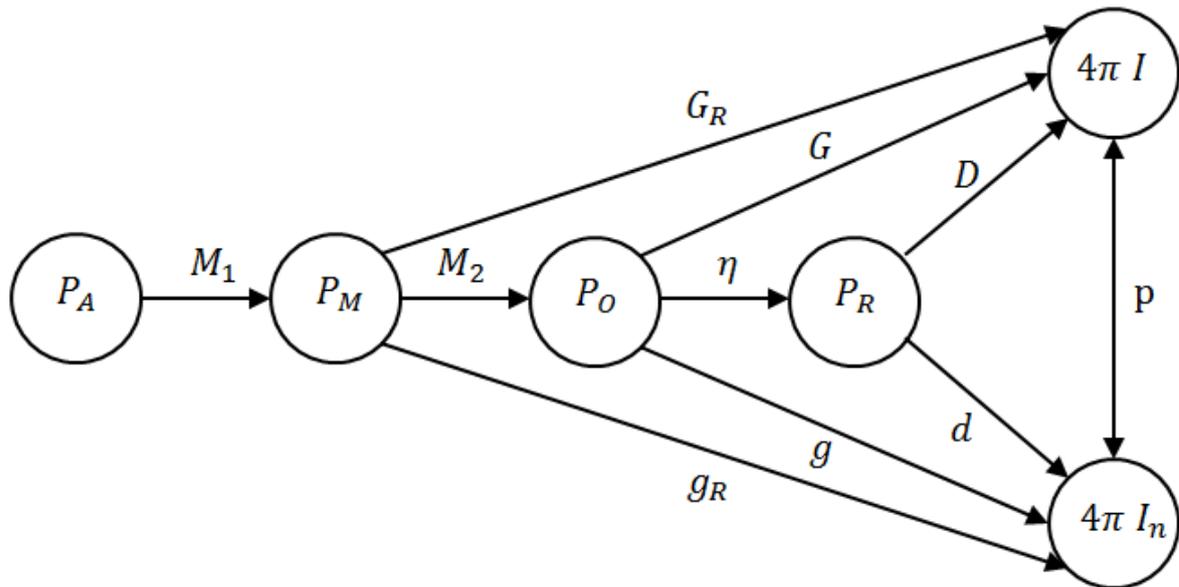


FIGURE 1.11 – Organigramme récapitulatif de puissance, gain et directivité d'une antenne d'émission.

$G_R$  : gain réalisé

$G$  : gain

$D$  : directivité

$g_R$  : gain réalisé partiel

$g$  : gain partiel

$d$  : directivité partielle

$p$  : rendement de polarisation

\* toutes les quantités partielles correspondent à une polarisation spécifique,  $n$ .

### 1.3 Définitions et historiques des antennes patchs planaires

Le concept d'antennes patchs, ou micro-rubans, a été proposé pour la première fois par Deschamps en 1953 aux U.S.A., puis en France par Baissinot et Gutton en 1955 [1, 3]. Le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les striplines fût observé et étudié par Lewin en 1960 [3]. En 1970 Byron a décrit la structure planaire constituée d'une plaque conductrice gravée sur un substrat diélectrique de constante diélectrique  $\epsilon_r \leq 10$ , reposant sur un plan de masse [1, 3]. Les premières réalisations étaient essentiellement réservées à des applications militaires. Un peu plus tard, dans les années 1990, des antennes patchs pratiques ont été développées par Howel et Munson [1], qui constituent un véritable passage au stade industriel à l'époque. Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antennes : leur faible coût de réalisation et leur capacité d'intégration sur tous types de surfaces. Elles sont aujourd'hui implantées dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne privilégié aux fréquences micro-ondes dans les systèmes de communication modernes et intégrés. Les caractéristiques des différents types d'antennes sont comparées dans le tableau 1.1 ci-après :

TABEAU 1.1 – Comparaison entre les caractéristiques des antennes microbandes conventionnelles et d'autres antennes planaires [1].

Caractéristiques	Antenne microbande	Antenne stripline à fente	Antenne à cavité sur plan de masse	Antenne dipolaire
Profil	mince	n'est pas très mince	épaisse	mince
Fabrication	très facile	facile	difficile	facile
Polarisation	linéaire et circulaire	linéaire	linéaire et circulaire	linéaire
Opération à double fréquence	possible	n'est pas possible	n'est pas possible	n'est pas possible
Forme	aucune forme	rectangulaire uniquement	autres formes sont possibles	rectangulaire et triangulaire
Radiations parasites	existantes	existantes	n'est pas existant	existantes
Largeur de bande	1-5%	1-2%	10%	10%

## 1.4 Structure de base d'une antenne patch

La configuration la plus simple d'une antenne micro-ruban est constituée d'un plan de masse, d'un substrat diélectrique caractérisé par une permittivité diélectrique relative  $\epsilon_r$  et une perméabilité magnétique relative  $\mu_r$ , ainsi que d'un élément rayonnant de forme quelconque appelé patch [1, 17] (Fig. 1.12).

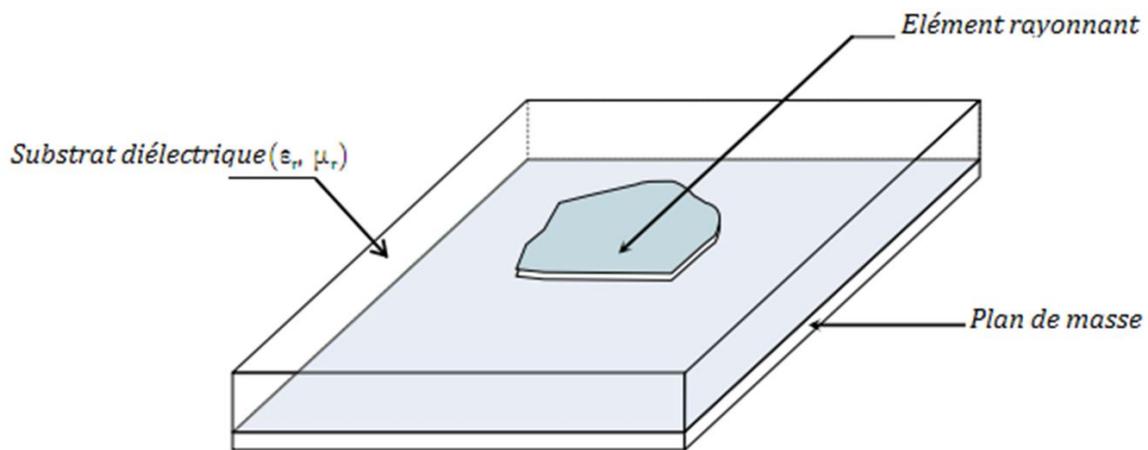


FIGURE 1.12 – Géométrie d'antenne patch conventionnelle.

### 1.4.1 Matériaux diélectriques

Les matériaux diélectriques sont utilisés souvent comme couche intermédiaire entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Ces matériaux affectent considérablement les caractéristiques de l'antenne [42-44]. Les qualités qu'ils doivent avoir pour une utilisation en micro-rubans sont [3, 26] :

- Une résistance mécanique suffisante, pour supporter la structure entière;

- Une conductivité thermique suffisante pour éviter un échauffement excessif;
- Une excellente hydrophobie, car l'eau altère les performances du matériau;
- Des pertes diélectriques très faibles;
- Une dispersion faible;
- Une faible anisotropie et un comportement linéaire;
- Un usinage et un découpage faciles.

Récemment, un croissant intérêt a été montré sur les substrats qui sont basés sur la technologie SIW (substrate Integrated Waveguide). Cette technique fait améliorer largement les performances des dispositifs micro-ondes [45–50].

### 1.4.2 Matériaux conducteurs

Dans une structure imprimée, les conducteurs se présentent sous la forme de ruban très mince découpé suivant différentes géométries (Fig. 1.13). Les matériaux, couramment employés sont le cuivre, l'argent, l'or ou l'aluminium du fait de la valeur de leur conductivité. Le cuivre est le matériau le plus utilisé dans la pratique. Il existe une grande variété de formes que peut prendre une antenne imprimée. Les antennes rectangulaires sont les plus souvent rencontrées, du fait de la simplicité de leur configuration. Elles fonctionnent aux modes fondamentaux  $TM_{01}$  et  $TM_{10}$  issus du modèle de la cavité rectangulaire [1, 16, 51]. Leur bande passante très étroite limite son domaine d'application. La polarisation du champ est rectiligne si l'antenne est excitée en un seul point, cela peut alors affecter la pureté de la polarisation [30, 37]. La bande passante peut être élargie en augmentant l'épaisseur du substrat [25], mais cela induit une diminution du rendement, à cause du phénomène des ondes de surface dont il faut tenir compte lors de l'analyse [52]. Dans la littérature, il existe des formules simples donnant les valeurs approchées de la fréquence de résonance, de l'impédance d'entrée, du diagramme de rayonnement et du rendement de ce type d'antenne [1, 17].

Les performances d'antenne patch circulaire sont comparables à celles de l'antenne patch rectangulaire. Son premier mode (mode dominant) est le mode  $TM_{11}$  issu du modèle de la cavité cylindrique [1, 35, 51].

L'utilisation de la forme triangulaire a également été prise en considération par certains auteurs [27]. L'élément triangulaire présente des caractéristiques de rayonnement semblables à celles du rectangle. En plus, il a été établi que les éléments triangulaires déposés d'une certaine façon, permettent au constructeur de réduire de manière considérable le couplage entre éléments adjacents d'un réseau d'antennes. D'autres formes plus complexes et plus difficiles à analyser sont rencontrées dans la conception des antennes patches. Elles résultent souvent de la combinaison de deux ou plusieurs formes simples et nécessitent forcément une analyse rigoureuse.

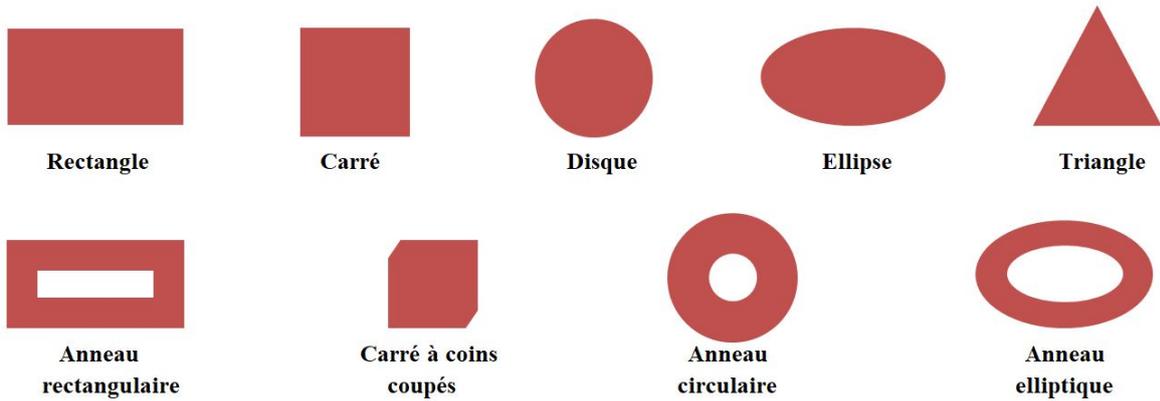


FIGURE 1.13 – Formes usuelles de l'élément rayonnant des antennes patches.

## 1.5 Techniques d'excitation des antennes patches

L'excitation des antennes patches se divise en deux classes : excitation par contact et excitation par couplage électromagnétique. Ces deux classes comprennent les quatre techniques d'alimentation les plus utilisées qui sont : excitation par ligne microbande ; excitation par sonde coaxiale ; excitation par couplage par fente ; et excitation par couplage de proximité [16].

### 1.5.1 Excitation par contact

Dans les méthodes d'excitation par contact, la puissance radio-fréquence (RF) est acheminée aux patches rayonnants en utilisant un élément de contact tels que le câble coaxial et la ligne microbande.

#### 1.5.1.1 Excitation par sonde coaxiale

La sonde coaxiale traverse le plan de masse et le substrat, dont le conducteur central est connecté à l'élément rayonnant, tandis que le conducteur extérieur (la tresse) est connecté au plan de masse [23], comme il a été montré dans la Fig. 1.14.

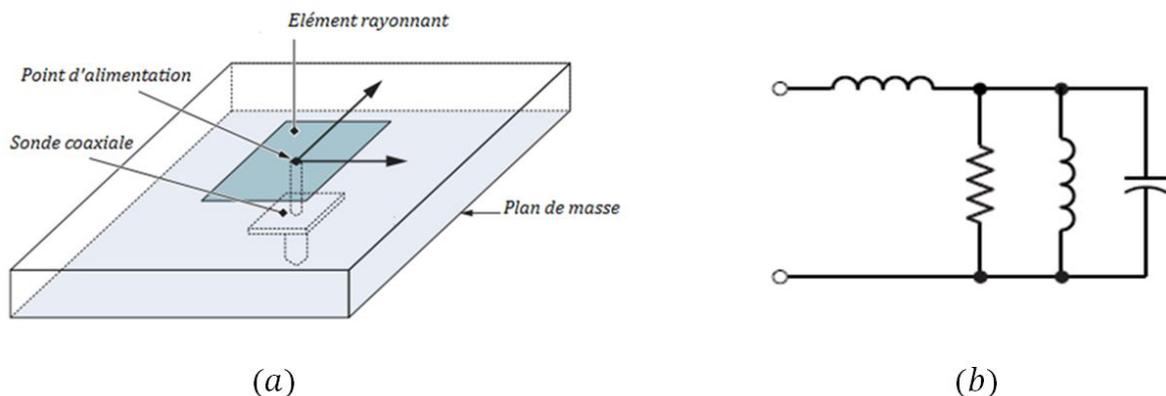


FIGURE 1.14 – (a) Alimentation du patch par câble coaxial, (b) Modèle électrique.

### 1.5.1.2 Excitation par ligne microbande

La ligne microbande est gravée sur le même plan qui contient le patch, de largeur plus petite que celle du patch et connectée directement au patch (Fig. 1.15). Ce type d'excitation est très utilisé dans la pratique vu sa simplicité de fabrication et d'adaptation, plus particulièrement dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [23].

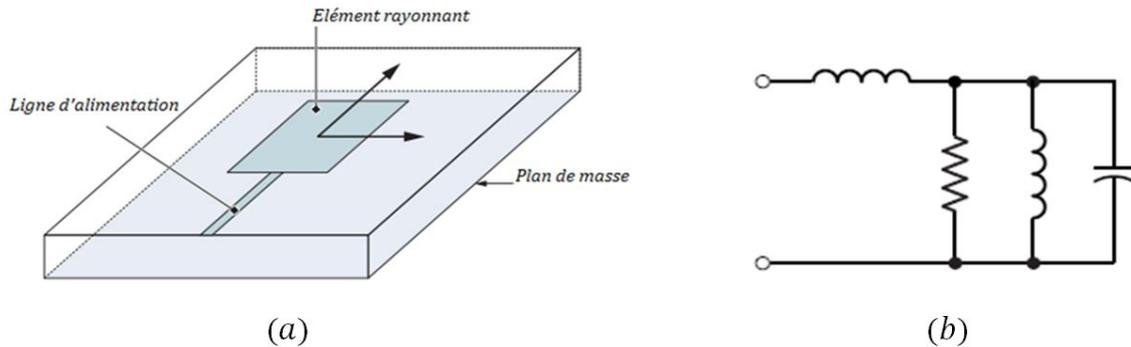


FIGURE 1.15 – (a) Alimentation du patch par ligne microbande, (b) Modèle électrique.

L'alimentation peut se faire par connexion directe du patch à la ligne microbande (Fig. 1.16a), dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie (Fig. 1.16b), si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats en termes d'adaptation (Fig. 1.16c) [23]. Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes. On peut utiliser également une ligne quart d'onde pour adapter la ligne au patch (Fig. 1.16d).

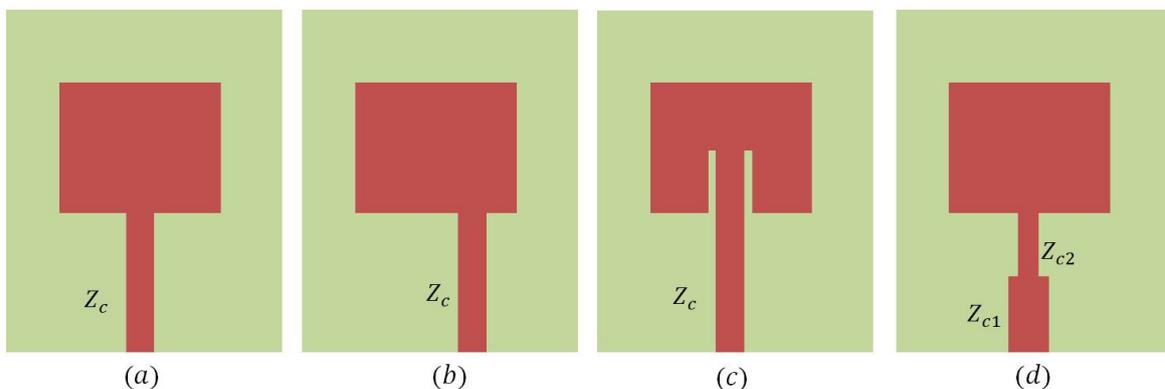


FIGURE 1.16 – Différents scénarios d'alimentation par ligne microbande : (a) ligne axiale, (b) ligne décalée, (c) ligne avec encoche et (d) ligne quart d'onde.

L'expression mathématique de l'impédance caractéristique  $Z_c$  d'une ligne microbande peut se calculer comme suit [35] :

pour  $\frac{W_0}{h} \leq 1$  :

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[ \frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] \quad (1.43)$$

pour  $\frac{W_0}{h} > 1$  :

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[ \frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (1.44)$$

$W_0$  étant la largeur de la ligne microbande et  $h$  présente l'épaisseur du substrat. La permittivité effective  $\epsilon_{reff}$  est donnée par :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + \frac{12h}{W_0} \right]^{-0.5} \quad (1.45)$$

## 1.5.2 Excitation par couplage

Dans cette classe d'excitation, le couplage électromagnétique assure la transmission de la puissance RF de la ligne d'excitation vers l'élément rayonnant (patch).

### 1.5.2.1 Excitation par couplage de proximité

L'alimentation par couplage de proximité nécessite deux substrats diélectriques de permittivités relatives  $\epsilon_{r1}$  et  $\epsilon_{r2}$  et de hauteurs  $h_1$  et  $h_2$  respectivement. La ligne d'alimentation se trouve entre les deux substrats diélectriques (en sandwich), le patch est gravé sur face supérieure du substrat 2 et le plan de masse sur face inférieure du substrat 1 (Fig. 1.17). Le couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch dans ce type d'excitation.

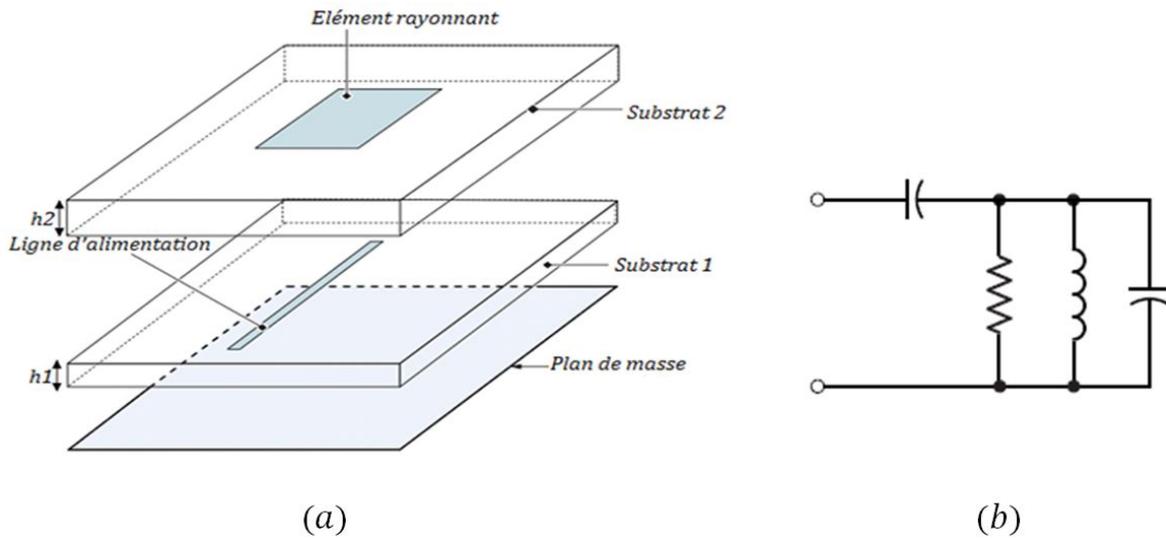


FIGURE 1.17 – (a) Alimentation du patch par ligne microbande en sandwich, (b) Modèle électrique.

### 1.5.2.2 Excitation par couplage par fente

Dans ce type d'excitation, la ligne d'alimentation est disposée à la face inférieure du substrat inférieur, tandis que le plan de masse avec une ouverture (fente) se trouve entre les deux substrats (en sandwich). Le couplage électromagnétique entre la ligne et le patch, à travers cette fente, assure l'excitation (Fig. 1.18).

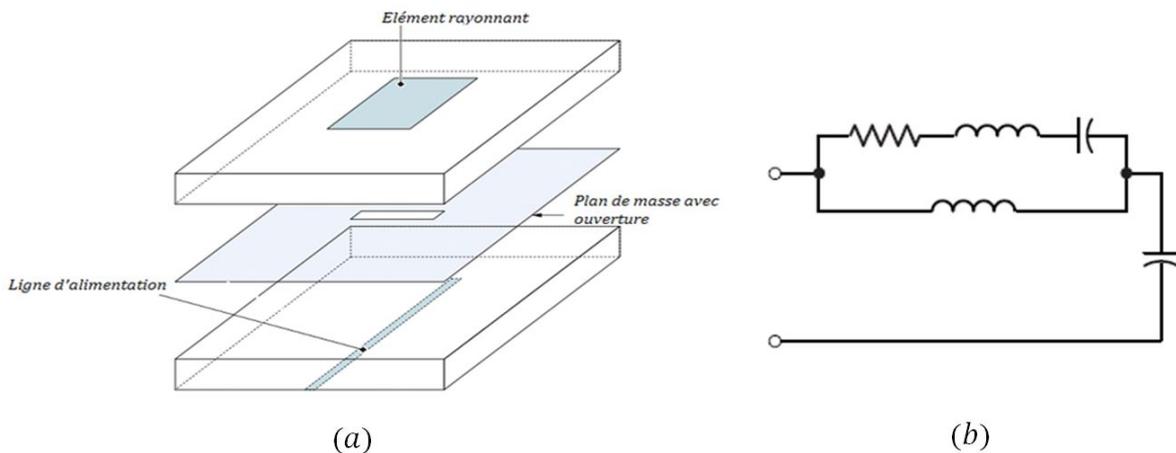


FIGURE 1.18 – (a) Alimentation du patch par couplage à travers une fente, (b) Modèle électrique.

## 1.6 Types de réseaux d'antennes patchs

Parfois, l'utilisation d'un seul patch est insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées. Pour améliorer les performances de l'antenne, on utilise une structure multicouche qui permet d'augmenter la bande passante et d'associer les différents éléments rayonnants formant un système appelé réseau. Cela permet de compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule en jouant sur de nombreux facteurs tels que l'espacement et la phase des patchs et la taille du plan de masse, pour avoir un gain plus élevé et un lobe principal conforme. La Figure 1.19 cerne trois configurations typiques de réseaux d'antennes à savoir les réseaux linéaires, planaires et circulaires [12].

### 1.6.1 Antenne en réseau linéaire

Dans un réseau linéaire, les éléments rayonnants sont placés l'un après l'autre par déplacements parallèles sur une même droite comme il a été montré dans la Fig. 1.19a.

### 1.6.2 Antenne en réseau planaire

Dans un réseau planaire, les éléments rayonnants se déduisent l'un de l'autre par des translations parallèles sur le même plan (Fig. 1.19b).

### 1.6.3 Antenne en réseau circulaire

Antenne constituée d'un groupement d'éléments rayonnants identiques dans lesquels chaque ensemble de points est placé sur un cercle (Fig. 1.19c).

Les paramètres pris en considération pour contrôler la forme du rayonnement global sont :

- La géométrie du réseau (linéaire, planaire, ou circulaire) ;
- L'espacement relatif entre chaque élément ;
- L'amplitude de l'excitation de chaque élément ;
- La phase appliquée à chaque excitation ;
- Le diagramme de rayonnement propre à chaque élément.

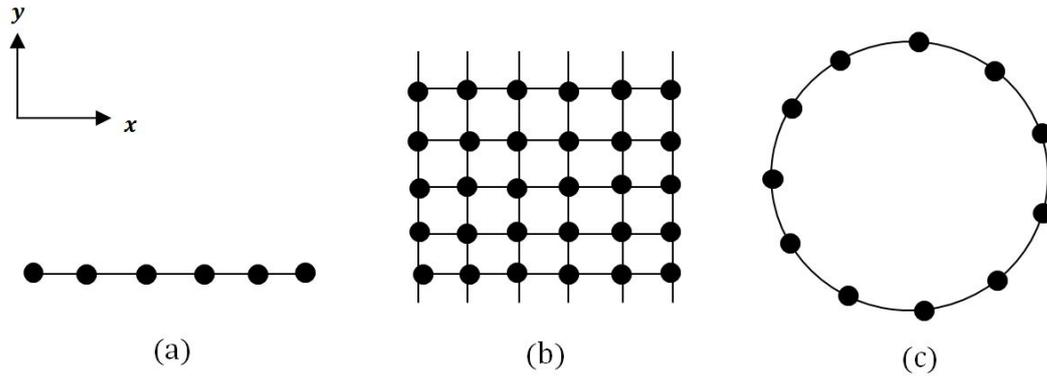


FIGURE 1.19 – Différentes configurations géométriques des réseaux d'antennes : (a) linéaire, (b) planaire et (c) circulaire.

## 1.7 Avantages et inconvénients des antennes patches

Les antennes patches ont de nombreux avantages comparées aux antennes micro-ondes classiques. Par conséquent, plusieurs applications dans une large gamme de fréquences allant de 100 MHz à 50 GHz sont réalisables. Les principaux avantages des antennes microbandes sont [1, 6, 9, 17] :

- Faible poids, petit volume, configuration planaire, faible épaisseur ;
- Faible coût de fabrication, production en masse possible ;
- Elles peuvent être placées sur les missiles, les fusées et les satellites sans modifications importantes ;
- Elles ont de petites aires de rayonnement ;
- La polarisation circulaire (gauche ou droite) est possible, plus particulièrement le cas des antennes patches rectangulaire et circulaire avec de légers changements dans la position de l'alimentation ;
- L'utilisation de plusieurs bandes est possible ;
- Compatibilité avec les constructions modulaires (composants monolithiques tels que les oscillateurs, les alternateurs variables, les interrupteurs, les modulateurs, les mélangeurs, les déphaseurs et peuvent être adaptées directement sur le substrat) ;
- Les lignes d'alimentation et les circuits d'adaptation d'impédance sont fabriqués simultanément avec la structure de l'antenne.

Les inconvénients des antennes microbandes comparées aux antennes micro-ondes classiques sont [1, 3, 6, 9, 17] :

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

Néanmoins, il existe des moyens substantiels qui peuvent minimiser les effets de certains de ces inconvénients. Parmi ces moyens on peut citer l'utilisation des métamatériaux comme des surfaces réflecteurs a pour but de supprimer les ondes de surface, d'augmenter le gain, la bande passante et aussi pour atteindre la miniaturisation des antennes

microbandes [52, 53].

## 1.8 Méthodes d'analyse des antennes patchs

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes microbandes. La plupart de ces méthodes peuvent être classées dans une des deux catégories : méthodes analytiques (approximatives) et méthodes rigoureuses (Full-Wave) [1, 17, 35]. Les méthodes analytiques sont basées sur des hypothèses simplificatrices, donc elles ont des limitations et fournissent des solutions moins précises. Généralement, elles sont utilisées pour la modélisation des antennes de simple forme et à élément unique à cause de la difficulté rencontrée dans la modélisation du couplage entre les différents éléments d'un réseau d'antennes d'une part, et de la complexité de la forme d'une autre part. Cependant, elles offrent un bon aperçu physique avec un temps de calcul généralement très petit [1, 17, 35]. Les méthodes rigoureuses tiennent compte de tous les mécanismes importants de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficaces. Lorsqu'elles sont appliquées convenablement, les méthodes rigoureuses sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les réseaux d'antennes et les formes d'antennes complexes. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes, fournissent moins d'aperçu physique et nécessitent plus de calculs engendrent forcément un temps de calcul très élevé [1, 35].

### 1.8.1 Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, permettant d'effectuer des approximations, facilitent par la suite la modélisation de l'antenne. Parmi ces méthodes, on cite [1, 17, 35] :

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

#### 1.8.1.1 Modèle de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple (Fig. 1.20). Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch rectangulaire et un tronçon d'une ligne de transmission micro-ruban ayant deux bords rayonnants [35]. Ce modèle prend en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle à étudier. Dans ce modèle, l'inconnu à déterminer est la constante de propagation et les pertes par rayonnement sont incluses dans le coefficient d'atténuation de la constante de propagation [1]. Cependant, cette technique ne prend pas compte les effets des modes d'ordre supérieur.

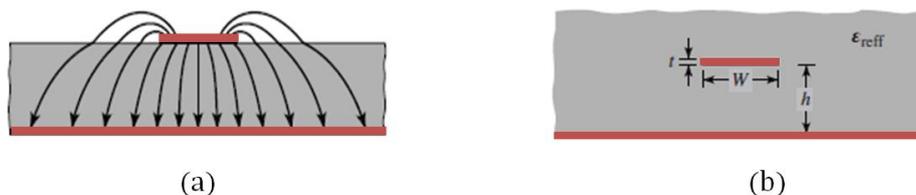


FIGURE 1.20 – (a) Ligne micro-ruban et ses lignes de champ électrique, (b) son schéma effectif.

En raison des effets de bord, la longueur du patch est électriquement supérieure à ses dimensions physiques (Fig. 1.21). En effet, les dimensions du patch le long de sa longueur ont été étendues à chaque extrémité d'une distance de  $\Delta L$  donnée par :

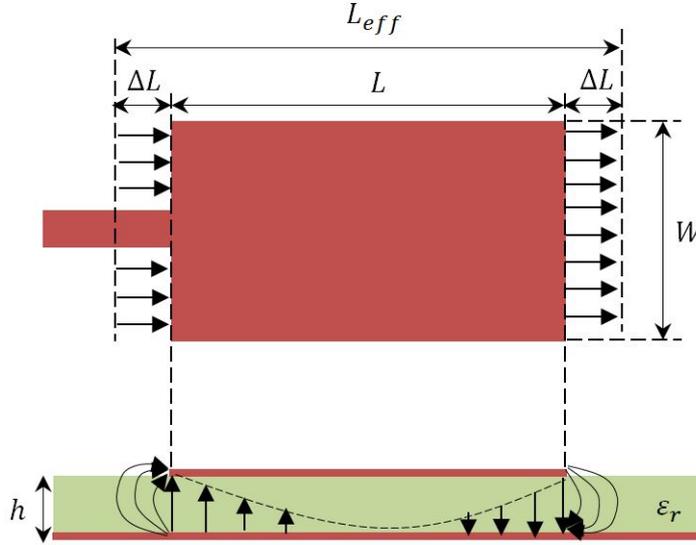


FIGURE 1.21 – Longueurs effective et physique d'un patch rectangulaire.

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (1.46)$$

Puisque la longueur du patch est prolongée de  $\Delta L$  sur chaque côté, la longueur effective du patch est maintenant égale à :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (1.47)$$

Dont la longueur du patch  $L = \lambda/2$  pour le mode dominant  $TM_{010}$ , sans considérer le champ de bord.

Pour le mode dominant  $TM_{010}$  et sans prendre compte les champs de bord, la fréquence de résonance de l'antenne micro-ruban est en fonction de sa longueur  $L$  :

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.48)$$

où,  $c$  est la célérité de la lumière. Maintenant, en prenant compte l'effet de bord, l'équation 1.48 devient :

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{c}{2(L + \Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}} = q \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.49)$$

Donc d'après les équations 1.48 et 1.49, nous obtenons  $(f_{rc})_{010} = q(f_r)_{010}$ . Par conséquent, le facteur de réduction de longueur  $q$  vaut :

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} \quad (1.50)$$

Au fur et à mesure que la hauteur du substrat augmente, les franges augmentent également et entraînent de plus grandes séparations entre les bords rayonnants et les fréquences de résonance inférieures. La fréquence de résonance basée sur les franges est d'autant plus faible que le patch semble plus long, comme indiqué à la Fig. 1.21. La diminution de la fréquence de résonance due aux franges est généralement de 2 à 6%. La largeur pratique  $W$  menant à une bonne efficacité de rayonnement est donnée dans [1] par :

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1.51)$$

### 1.8.1.2 Modèle de la cavité

Les antennes micro-rubans, en particulier les patchs circulaires et rectangulaires ressemblent à des cavités chargées de diélectrique (Fig. 1.22) et présentent aussi des résonances d'ordre supérieures. Les champs normalisés dans le substrat diélectrique, entre le patch et le plan de masse, peuvent être trouvés plus précisément en traitant cette région comme une cavité délimitée par des conducteurs électriques : en bas par un plan de masse ( $z = 0$ ) et en haut par un élément rayonnant ( $z = h$ ), et par des murs magnétiques verticaux le long du périmètre du patch (Figs. 1.22a et 1.22b), ceci est pour simuler un circuit ouvert [1, 17, 20, 21]. Une longueur et une largeur effectives sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords du patch.

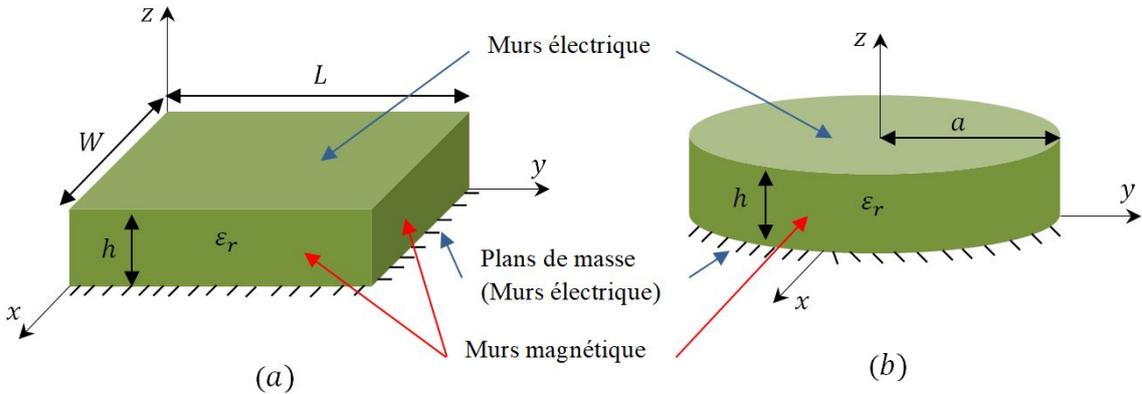


FIGURE 1.22 – Modèle de la cavité : (a) cavité rectangulaire, (b) cavité cylindrique.

#### • Patch rectangulaire

La fréquence de résonance d'un patch rectangulaire issue du modèle de la cavité rectangulaire (Fig. 1.22a), pour un mode  $TM_{mnp}^z$  ( $h \ll \lambda$ ) est exprimée d'après [1, 17, 35] par :

$$(f_{rc})_{mnp} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu \epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (1.52)$$

où  $m, n, p$  représentent le nombre de demi-cycles de la variation du champ, respectivement dans les directions  $x, y, z$ . Pour des raisons de simplification, on suppose que la propagation suit toujours la direction des  $z$ . Comme le champ est toujours perpendiculaire à la direction de propagation, il n'y a donc pas de variation de champ selon l'axe des  $z$  et par conséquent le nombre  $p$  est nul ( $p = 0$ ). L'équation 1.52 devient alors :

$$(f_{rc})_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2} \quad (1.53)$$

Les trois premiers modes  $\text{TM}_{01}^z$ ,  $\text{TM}_{10}^z$  et  $\text{TM}_{02}^z$  ont les trois premières fréquences suivantes :

$$(f_r)_{01} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.54)$$

$$(f_r)_{10} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.55)$$

$$(f_r)_{02} = \frac{1}{L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.56)$$

La fréquence la plus basse est toujours appelée mode dominant (ou premier mode). Pour  $L/W > 1$ , le premier mode ayant la fréquence  $(f_r)_{01}$ . Dans le cas contraire ( $L/W < 1$ ), le premier mode devient à la fréquence  $(f_r)_{10}$ .

#### • Patch circulaire

La fréquence de résonance d'un patch circulaire issue du modèle de la cavité circulaire (Fig. 1.22b), du mode  $\text{TM}_{mn}^z$ , s'écrit d'après [7, 19, 35, 54] par :

$$(f_r)_{mn} = \frac{\chi_{mn}c}{2\pi a_e\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.57)$$

Avec,  $c$  : la célérité de la lumière.  $\chi_{mn}$  : le  $m^{\text{ème}}$  zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre  $n$ . Le nombre  $n$  représente aussi le mode angulaire, où le nombre  $m$  représente le mode radial. Le rayon  $a_e$  représente le rayon effectif de disque, donné par [7, 19, 35] :

$$a_e = a \left[ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left( \ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726 \right) \right]^{0.5}, \quad \frac{a}{h} \gg 1 \quad (1.58)$$

Les quatre valeurs de  $\chi_{mn}$  en ordre croissant sont :  $\chi_{11} = 1.8412$ ,  $\chi_{21} = 3.0542$ ,  $\chi_{01} = 3.8318$ , et  $\chi_{31} = 4.2012$ . Donc, les quatre premiers modes sont respectivement  $\text{TM}_{11}^z$ ,  $\text{TM}_{21}^z$ ,  $\text{TM}_{01}^z$ , et  $\text{TM}_{31}^z$  dont les quatre premières fréquences correspondantes sont également en ordre croissant :

$$(f_r)_{11} = \frac{1.8412c}{2\pi a_e\sqrt{\epsilon_r}}, (f_r)_{21} = \frac{3.0542c}{2\pi a_e\sqrt{\epsilon_r}}, (f_r)_{01} = \frac{3.8318c}{2\pi a_e\sqrt{\epsilon_r}}, (f_r)_{31} = \frac{4.2012c}{2\pi a_e\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.59)$$

La fréquence la plus basse  $f_{11}$  (premier mode) est appelée mode dominant.

## 1.8.2 Méthodes rigoureuses

Les méthodes rigoureuses (en anglais : Full-Wave) sont des méthodes plus précises, qui nécessitent donc un temps de calcul très important par rapport aux méthodes analytiques. Ces méthodes sont généralement intégrées dans des simulateurs commerciaux, tels que le CST, le HFSS, l'ADS et bien d'autres. Elles sont toutes basées sur les équations de Maxwell. Parmi ces méthodes, on cite les plus connues [1, 17, 35] :

- Méthode des éléments finis (FEM) ;
- Technique d'intégration finie (FIT) ;
- Méthode des moments (MoM) ;
- Méthode des différences finies (FDTD).

A titre d'exemple, le simulateur CST est basé sur la technique d'intégration finie, FIT (Finite Integration Technique), tandis que le simulateur HFSS est basé sur la méthode des éléments finis FEM (Finite Element Method).

## 1.9 Applications des antennes micro-rubans

A cause de la forte demande des dispositifs caractérisés par une haute mobilité et légèreté dans le domaine de télécommunications, l'utilisation des antennes classiques deviennent de plus en plus incapables de répondre à ces exigences. Pour ces raisons, les antennes patchs grâce à leurs propriétés exceptionnelles remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications [19], qui sont :

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

## 1.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques notions de base sur les antennes patchs, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Elles sont susceptibles d'apparaître comme complémentaires aux antennes classiques dans le but de répondre aux exigences pratiques multiples dans les systèmes de communications mobiles et sans fils.

Nous avons présenté les techniques d'excitation des antennes patchs planaires, ainsi que les méthodes d'analyses les plus utilisées pour des structures microbandes, qu'elles soient simples ou complexes. Aucune de ces méthodes citées n'est parfaite, toutes présentent des avantages et des inconvénients. Toutefois, l'utilisation des méthodes rigoureuses peut constituer la solution optimale dans la conception des antennes avec introduction des méthodes analytiques.

# Bibliographie

- [1] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip antennas*. Artech house, 1980.
- [2] G. A. Deschamps, "Microstrip microwave antennas," in *Proceedings of the Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program, Oct*, pp. 18–22, 1953.
- [3] K. Carver and J. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 2–24, 1981.
- [4] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas : The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. John Wiley & Sons, 1995.
- [5] R. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, vol. 22, no. 1, pp. 74–78, 1974.
- [6] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of microstrip antennas*. vol. 1 & 2. Peter Peregrinus, 1989.
- [7] L. Shen, S. Long, M. Allerding, and M. Walton, "Resonant frequency of a circular disc, printed-circuit antenna," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 25, no. 4, pp. 595–596, 1977.
- [8] K.-L. Wong, *Compact and broadband microstrip antennas*, vol. 168. John Wiley & Sons, 2004.
- [9] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 79–91, 1992.
- [10] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband microstrip antennas*. Artech house, 2003.
- [11] O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, G. Baudoin, J.-F. Bercher, and M. Villegas, *Les antennes : Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.
- [12] P. Combes, *Micro-ondes : 2.Circuits passifs, propagation, antennes*. Dunod, 2006.
- [13] R. C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill, 1993.
- [14] T. F. Eibert and J. L. Volakis, *Antenna engineering handbook*. McGrawHill Professional, 2007.
- [15] D. Pozar, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 6, pp. 1191–1196, 1982.
- [16] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John wiley & sons, 1997.
- [17] R. Garg, P. Bhartia, I. J. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip antenna design handbook*. Artech house, 2001.
- [18] A. Derneryd, "A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 4, pp. 532–535, 1978.

- [19] A. Derneryd, "Analysis of the microstrip disk antenna element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 5, pp. 660–664, 1979.
- [20] E. Newman and P. Tulyathan, "Analysis of microstrip antennas using moment methods," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 47–53, 1981.
- [21] J. Daniel, G. Dubost, C. Terret, J. Citerne, and M. Drissi, "Research on planar antennas and arrays : 'structures rayonnantes,'" *IEEE Antennas and Propagation magazine*, vol. 35, no. 1, pp. 14–38, 1993.
- [22] K.-F. Lee, K. Ho, and J. Dahele, "Circular-disk microstrip antenna with an air gap," *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 8, pp. 880–884, 1984.
- [23] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. T. Williams, and S. A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line-fed patch antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 1, pp. 45–47, 2001.
- [24] N. Alexopoulos and D. Jackson, "Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 32, no. 8, pp. 807–816, 1984.
- [25] D. H. Schaubert, D. M. Pozar, and A. Adrian, "Effect of microstrip antenna substrate thickness and permittivity : comparison of theories with experiment," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 6, pp. 677–682, 1989.
- [26] F. Gardiol, "Conception et réalisation de circuits microrubans," *Annals of Telecommunications*, vol. 43, no. 5-6, pp. 220–236, 1988.
- [27] J. Dahele and K. Lee, "On the resonant frequencies of the triangular patch antenna," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 35, no. 1, pp. 100–101, 1987.
- [28] N. Alexopoulos and I. Rana, "Mutual impedance computation between printed dipoles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 106–111, 1981.
- [29] J. James, P. Hall, C. Wood, and A. Henderson, "Some recent developments in microstrip antenna design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 124–128, 1981.
- [30] A. Derneryd, "Linearly polarized microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 24, no. 6, pp. 846–851, 1976.
- [31] A. Derneryd and A. Lind, "Extended analysis of rectangular microstrip resonator antennas," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 27, no. 6, pp. 846–849, 1979.
- [32] W. Richards, Y. Lo, and D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 38–46, 1981.
- [33] I. Rana and N. Alexopoulos, "Current distribution and input impedance of printed dipoles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 99–105, 1981.
- [34] D. Pozar, "Considerations for millimeter wave printed antennas," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 31, no. 5, pp. 740–747, 1983.
- [35] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John wiley & sons, 2016.
- [36] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John wiley & sons, 2005.

- [37] S. S. Gao, Q. Luo, and F. Zhu, *Circularly polarized antennas*. John Wiley & Sons, 2013.
- [38] Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams, and R. G. Yaccarino, "The ucla bi-polar planar-near-field antenna-measurement and diagnostics range," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 6, pp. 16–35, 1995.
- [39] J. Hollis, T. Lyon, and L. Clayton, *Microwave Antenna Measurements*. Scientific-Atlanta, Inc, 1985.
- [40] K. T. Selvan and R. Janaswamy, "Fraunhofer and fresnel distances : Unified derivation for aperture antennas.," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 4, pp. 12–15, 2017.
- [41] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [42] 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, pp. 1–7, 2020.
- [43] B. Mekimah, A. Messai, S. Aris, M. A. Meriche, and T. Fortaki, "The effect of the loss tangent on the bandwidth of the microstrip antennas in stacked configuration," in *Proceedings of 2014 mediterranean microwave symposium (MMS2014)*, pp. 1–5, IEEE, 2014.
- [44] B. MEKIMAH, *Etude du fonctionnement en mode bifr quence des patchs microbandes empil s et excentr s*. PhD thesis, 2013.
- [45] T. Djerafi and K. Wu, "A low-cost wideband 77-ghz planar butler matrix in siw technology," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 10, pp. 4949–4954, 2012.
- [46] T. Djerafi and K. Wu, "Corrugated substrate integrated waveguide (siw) antipodal linearly tapered slot antenna array fed by quasi-triangular power divider," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 26, pp. 139–151, 2012.
- [47] T. Djerafi, N. J. Fonseca, and K. Wu, "Broadband substrate integrated waveguide 4×4 nolen matrix based on coupler delay compensation," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 59, no. 7, pp. 1740–1745, 2011.
- [48] T. Djerafi, D. Hammou, K. Wu, and S. O. Tatu, "Ring-shaped substrate integrated waveguide wilkinson power dividers/combiners," *IEEE transactions on components, packaging and manufacturing technology*, vol. 4, no. 9, pp. 1461–1469, 2014.
- [49] T. Djerafi, H. Aubert, and K. Wu, "Ridge substrate integrated waveguide (rsiw) dual-band hybrid ring coupler," *IEEE microwave and wireless components letters*, vol. 22, no. 2, pp. 70–72, 2012.
- [50] T. Djerafi, K. Wu, and D. Deslandes, "A temperature-compensation technique for substrate integrated waveguide cavities and filters," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 60, no. 8, pp. 2448–2455, 2012.
- [51] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley & Sons, 2012.
- [52] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering*. Cambridge university press Cambridge, UK, 2009.
- [53] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the ebg ground plane for low profile wire antenna applications," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2691–2703, 2003.
- [54] J. Huang, "Circularly polarized conical patterns from circular microstrip antennas," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 32, no. 9, pp. 991–994, 1984.

# Chapitre 2

## Polarisation d'une Onde Électromagnétique

### Sommaire

---

<b>2.1 Introduction</b> . . . . .	<b>40</b>
<b>2.2 Polarisation de l'onde électromagnétique rayonnée par une antenne</b> . .	<b>40</b>
2.2.1 Polarisation elliptique . . . . .	44
2.2.2 Polarisation circulaire . . . . .	47
2.2.3 Polarisation linéaire . . . . .	47
<b>2.3 Problème de rotation d'une onde durant la propagation</b> . . . . .	<b>49</b>
<b>2.4 Sphère de Poincaré</b> . . . . .	<b>50</b>
<b>2.5 Rendement de polarisation</b> . . . . .	<b>51</b>
<b>2.6 Antennes patchs planaires à polarisation circulaire</b> . . . . .	<b>53</b>
<b>2.7 Conclusion</b> . . . . .	<b>61</b>

---

## 2.1 Introduction

La polarisation de l'onde électromagnétique, rayonnée ou captée par une antenne, est une caractéristique très importante, prise en considération lors de la conception des antennes. Le type de polarisation dépend fortement de l'application pour laquelle l'antenne est exploitée. Dans la pratique, les antennes à polarisation linéaire sont les plus répandues à cause de leur simplicité de conception et de fabrication. Cependant, leurs pertes de polarisation, leurs effets des trajets multiples, et leur problème de désalignement poussent les chercheurs à proposer des antennes à polarisation circulaire. Ces dernières réduisent considérablement les effets des trajets multiples, augmentent le rendement de polarisation et n'exigent pas une orientation privilégiée entre leurs émetteurs et récepteurs. Cette polarisation est en conséquence la plus adéquate pour les applications satellites et radars [1].

Dans ce chapitre, nous présentons la théorie de la polarisation d'une onde électromagnétique, y compris la sphère de Poincaré. Aussi, nous développons les différents mécanismes typiques des antennes planaires avec lesquels on peut générer une onde circulairement polarisée. Ce type de polarisation est très utile en pratique vu ses divers avantages par rapport aux autres types.

## 2.2 Polarisation de l'onde électromagnétique rayonnée par une antenne

Une grande importance est donnée à la polarisation de l'onde électromagnétique rayonnée par une antenne, dont elle est décrite par le locus de la pointe du vecteur champ électrique  $\mathbf{E}$  au cours du temps [1–4]. Autrement dit, l'état de polarisation est décrit par la nature des variations spatiale et temporelle de l'amplitude et de la direction du vecteur champ électrique ou champ magnétique. En électromagnétique, on considère le champ électrique plutôt que le champ magnétique. Cependant, dans un milieu non isotrope, l'état de polarisation de l'onde plane nécessite de prendre en compte toutes ses composantes vectorielles. Cette polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique. De plus, l'onde électromagnétique est dite non polarisée si la variation de l'amplitude et de la direction du vecteur champ électrique est aléatoire, c'est-à-dire que le champ n'a pas d'orientation privilégiée dans le plan transverse. Par conséquent, sa phase n'est pas constante dans le temps, comme dans le cas de la lumière naturelle et aussi les ondes étudiées en radioastronomie [5].

Lorsque la distance du point d'observation à l'antenne est suffisamment grande pour que l'on puisse confondre localement la surface d'onde sphérique avec son plan tangent, on peut considérer que l'on a une surface d'onde plane. Cette surface est perpendiculaire à la direction de propagation, supposons  $z$  et alors parallèle au plan  $xoy$ . Ce dernier est appelé plan d'onde dont lequel on peut déterminer le type de polarisation. Mais, il faut bien comprendre qu'il s'agit d'une approximation qui n'est valable qu'au voisinage de la direction de propagation considérée.

De la définition même du plan d'onde, il résulte qu'il constitue une surface équiphasé. Étant donné que ce plan d'onde a une étendue très limitée dans l'espace. On peut considérer qu'il est aussi une surface équi-amplitude, ce qui n'était pas vrai pour la surface d'onde sphérique. Si enfin nous nous intéressons à une onde électromagnétique à polarisation uniforme,  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  ont la même direction en tous les points du plan d'onde. Nous

pouvons dire que les champs électrique et magnétique ont les mêmes valeurs instantanées en tous les points du plan d'onde. Cela implique que  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  ne dépendent ni de  $x$ , ni de  $y$ . Autrement, il n'y a pas de variation le long de ces deux axes.

Le sens de rotation de l'extrémité du champ  $\mathbf{E}$  décrivant un cercle ou une ellipse dans le plan de 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 du champ électrique dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, notée par CCW (counterclockwise), ou encore polarisation main gauche, comme la montre la Fig. 2.1a.
- La rotation du champ électrique dans le sens des aiguilles d'une montre, notée par CW (clockwise), autrement dit polarisation main droite, comme il a été présenté dans la Fig. 2.1b.

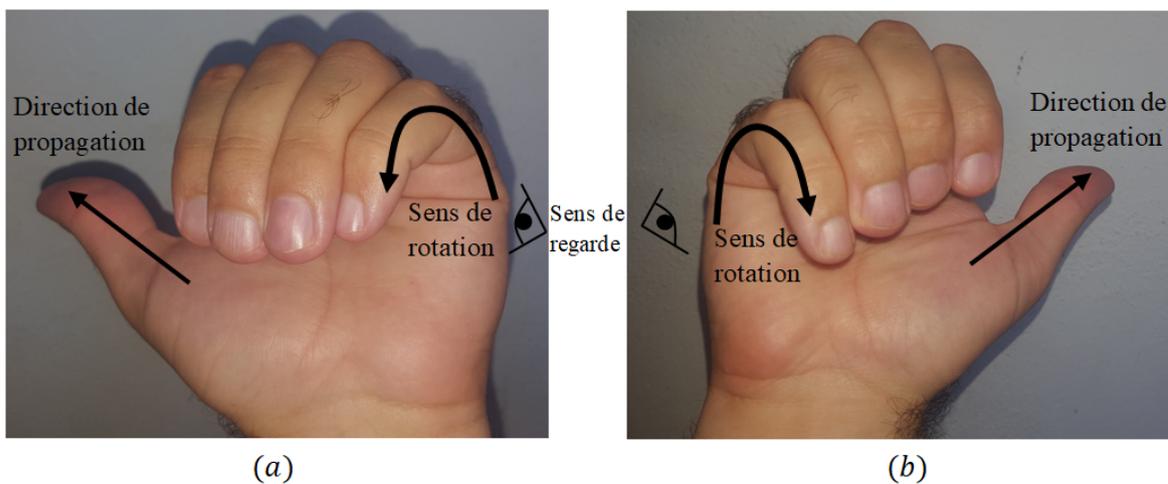


FIGURE 2.1 – Illustration de sens de rotation : (a) Polarisation main gauche et (b) polarisation main droite.

Par convention, le sens de regard d'un observateur suit toujours la direction de propagation [6]. Les conventions alternatives sont déconseignées a pour but d'éviter les contradictions.

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 LHEP (Left Handed Elliptical Polarization).
- Pour le cas de la polarisation circulaire : le sens CW est noté par RHCP (Right Handed Circular Polarization) et le sens CCW est noté LHCP (Left Handed Circular Polarization).

L'onde sphérique dans la région du champ lointain n'a que les composantes  $\theta$  et  $\varphi$  du champ électrique. On peut utiliser la forme exponentielle (la notation complexe) d'une onde électrique pour des raisons de simplification, comme on peut utiliser la forme trigonométrique qui est la notation réelle. L'expression du champ électrique en coordonnées sphériques est exprimée par :

$$\mathbf{E}(\theta, \varphi) = \hat{\theta} E_{\theta} + \hat{\varphi} E_{\varphi} \quad (2.1)$$

Où  $E_{\theta}$  et  $E_{\varphi}$  sont les composantes du vecteur champ électrique  $\mathbf{E}$  dans les directions des vecteurs unitaires  $\hat{\theta}$  et  $\hat{\varphi}$  respectivement. Nous pouvons également exprimer la di-

rection du champ électrique en termes d'onde plane se propageant le long de l'axe  $z$ . L'expression du champ électrique en coordonnées cartésiennes est donnée par :

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_x(z, t) + \hat{\mathbf{y}} E_y(z, t) \quad (2.2)$$

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 :

$$E_x(z, t) = \text{Re}[E_{x0} e^{j(\omega t - kz + \varphi_x)}] = E_{x0} \cos(\omega t - kz + \varphi_x) \quad (2.3)$$

$$E_y(z, t) = \text{Re}[E_{y0} e^{j(\omega t - kz + \varphi_y)}] = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \varphi_y) \quad (2.4)$$

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

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_{x0} \cos(\omega t - kz + \varphi_x) + \hat{\mathbf{y}} E_{y0} \cos(\omega t - kz + \varphi_y) \quad (2.5)$$

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.

L'expression du champ  $\mathbf{E}$  dans l'équation 2.5 représente la solution de l'équation de propagation suivante :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}(z, t)}{\partial z^2} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}(z, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (2.6)$$

Comme le champ magnétique  $\mathbf{H}$  et champ électrique  $\mathbf{E}$  sont toujours perpendiculaires et reliés entre eux par l'impédance du milieu de propagation, on aura donc le même comportement de propagation :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{H}(z, t)}{\partial z^2} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}(z, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (2.7)$$

Où  $\epsilon$  et  $\mu$  sont respectivement la permittivité diélectrique et la perméabilité magnétique du milieu de propagation. Les équations de propagations 2.6 et 2.7 des champs électrique et magnétique, sont déduites à partir des équations de Maxwell décrites ci-après :

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.8)$$

$$\nabla \wedge \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.10)$$

$$\nabla \wedge \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \quad (2.11)$$

Avec :

- $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$  : représente l'induction électrique en Coulombs par mètre carré [ $C/m^2$ ];
- $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$  : représente l'induction magnétique en Teslas [T];
- $\rho$  : représente la densité volumique de charge en Coulombs par mètre cube [ $C/m^3$ ];
- $\mathbf{J}$  : représente la densité surfacique de courant électrique en Ampères par mètre carré [ $A/m^2$ ].

La Figure 2.2a illustre clairement le comportement de rotation de champ électrique en 3-D, où la Fig. 2.2b affiche une coupe transversale (plan  $xoy$ ) de la variation de champ, appelée ellipse de polarisation.

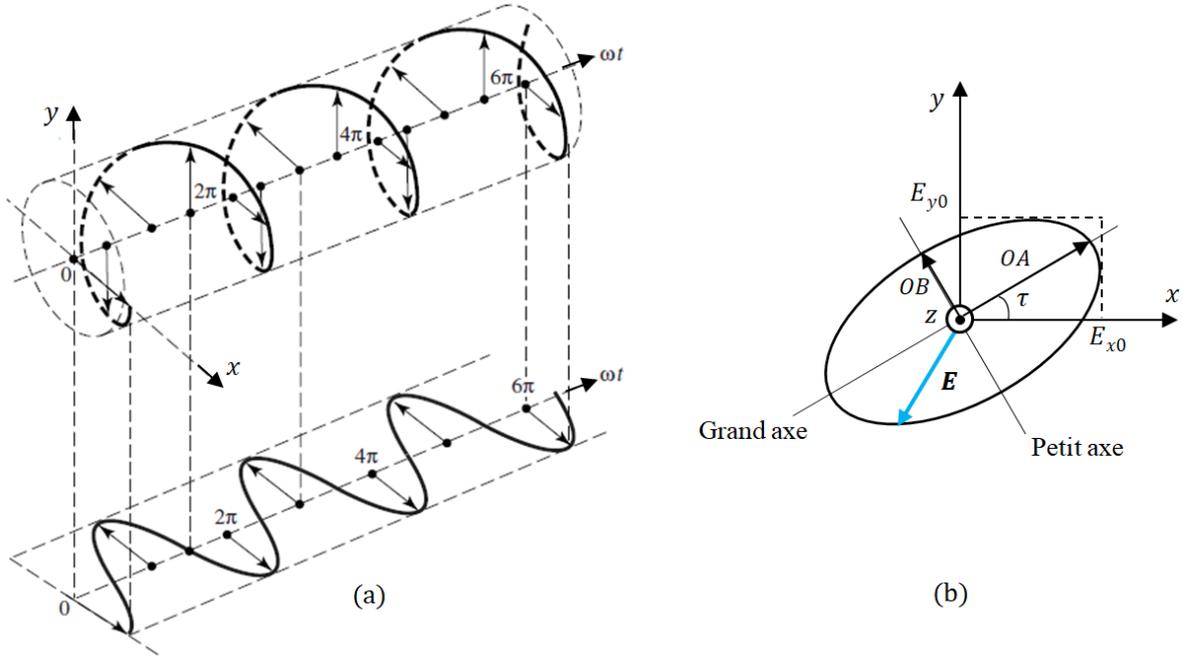


FIGURE 2.2 – (a) Rotation de champ électrique en 3-D [2], (b) Ellipse de polarisation.

La polarisation d'un vecteur champ spécifie : 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 onde électromagnétique est donc complètement caractérisée par trois paramètres essentiels qui sont :

- 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. 2.2b) est appelé rapport axial (axial ratio en anglais), il est donné par :

$$RA = \frac{\text{grand axe}}{\text{petit axe}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq RA \leq +\infty \quad (2.12)$$

Soit en décibels,

$$RA(\text{dB}) = 20 \log \left( \frac{OA}{OB} \right), \quad 0 \leq RA \leq +\infty \quad (2.13)$$

Où,

$$OA = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \left( E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos 2\Delta\varphi \right)^{0.5} \right]^{0.5} \quad (2.14)$$

Et,

$$OB = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ E_{x0}^2 + E_{y0}^2 - \left( E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos 2\Delta\varphi \right)^{0.5} \right]^{0.5} \quad (2.15)$$

L'angle d'inclinaison  $\tau$  est donné d'après la géométrie de la Fig. 2.2b par :

$$\tau = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[ \frac{2E_{x0}E_{y0}}{E_{x0}^2 - E_{y0}^2} \cos \Delta\varphi \right] \quad (2.16)$$

$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x$  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 l'un des axes principaux ( $x$  ou  $y$ ), les expressions de OA, OB, RA et  $\tau$  se simplifient à :

$$OA = E_{x0} \text{ ou } E_{y0} \quad (2.17)$$

$$OB = E_{y0} \text{ ou } E_{x0} \quad (2.18)$$

$$RA = \frac{E_{x0}}{E_{y0}} \text{ ou } RA = \frac{E_{y0}}{E_{x0}} \quad (2.19)$$

$$\tau = n \frac{\pi}{2}, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.20)$$

Pour mieux comprendre, si une onde plane provenant à une antenne de réception avec une ellipse de polarisation ayant le même rapport axial, la même inclinaison et le même sens de rotation que l'antenne, cela produira la réponse maximale pour une densité de flux de puissance donnée.

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.

Cependant, dans la pratique les valeurs du RA, pour lesquelles la polarisation est considérée comme circulaire, sont comprises entre 1 et 1.413 (0 et 3 dB) [7–14].

On peut facilement interpréter les trois cas de polarisation en utilisant l'équation de l'ellipse de polarisation déduite à partir de l'expression du vecteur champ  $\mathbf{E}$  dans l'équation 2.5, on obtient :

$$\left( \frac{E_x}{E_{x0}} \right)^2 + \left( \frac{E_y}{E_{y0}} \right)^2 - 2 \left( \frac{E_x}{E_{x0}} \right) \left( \frac{E_y}{E_{y0}} \right) \cos \Delta\varphi = \sin^2 \Delta\varphi \quad (2.21)$$

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

### 2.2.1 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. 2.3), mathématiquement on peut les écrire par :

$$E_{x0} \neq E_{y0} \quad (2.22)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\frac{\pi}{2}, \quad n = 0, 2, 4, \dots \quad \text{pour CCW} \quad (2.23)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\frac{\pi}{2}, \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad \text{pour CW} \quad (2.24)$$

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 :

$$\left(\frac{E_x}{E_{x0}}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{E_{y0}}\right)^2 = 1 \quad (2.25)$$

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  $y$ .

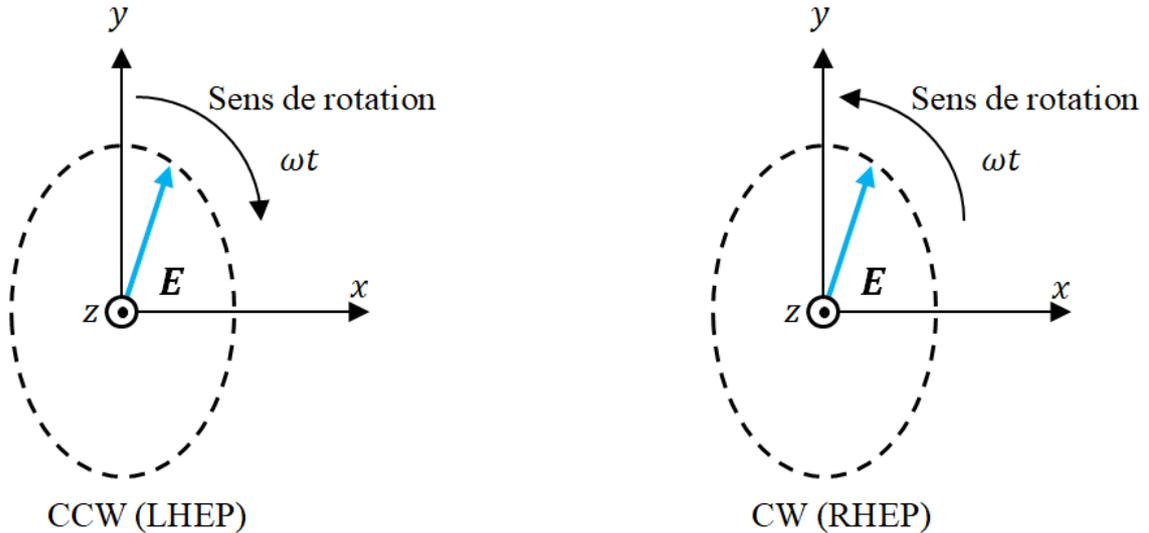


FIGURE 2.3 – Polarisations elliptiques gauche et droite ( $\tau = n\pi/2$ ,  $n=0,1,2, \dots$ ).

• Pour la deuxième configuration, où l'ellipse suit une direction arbitraire, ni dans  $x$  ni dans  $y$  (Fig. 2.4), c'est à dire :

$$E_{x0} \neq E_{y0} \quad (2.26)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x \neq \pm n\frac{\pi}{2} = \begin{cases} \Delta\varphi > 0 \text{ pour CCW} \\ \Delta\varphi < 0 \text{ pour CW} \end{cases} \quad (2.27)$$

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

• 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. 2.5) 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.

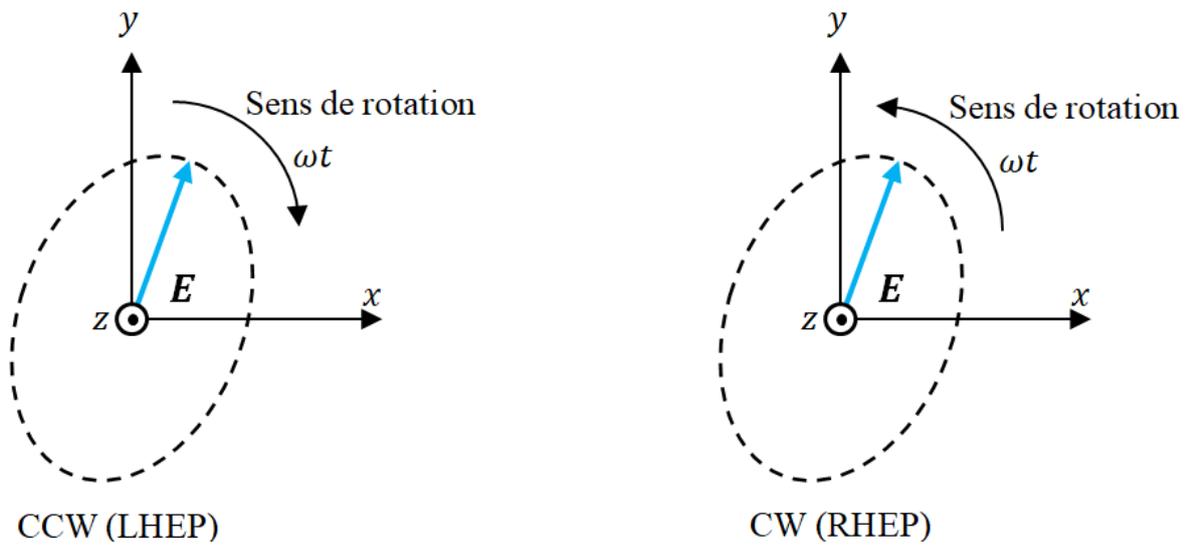


FIGURE 2.4 – Polarisations elliptiques gauche et droite ( $\tau \neq n\pi/2$ ,  $n=0,1,2, \dots$ ).

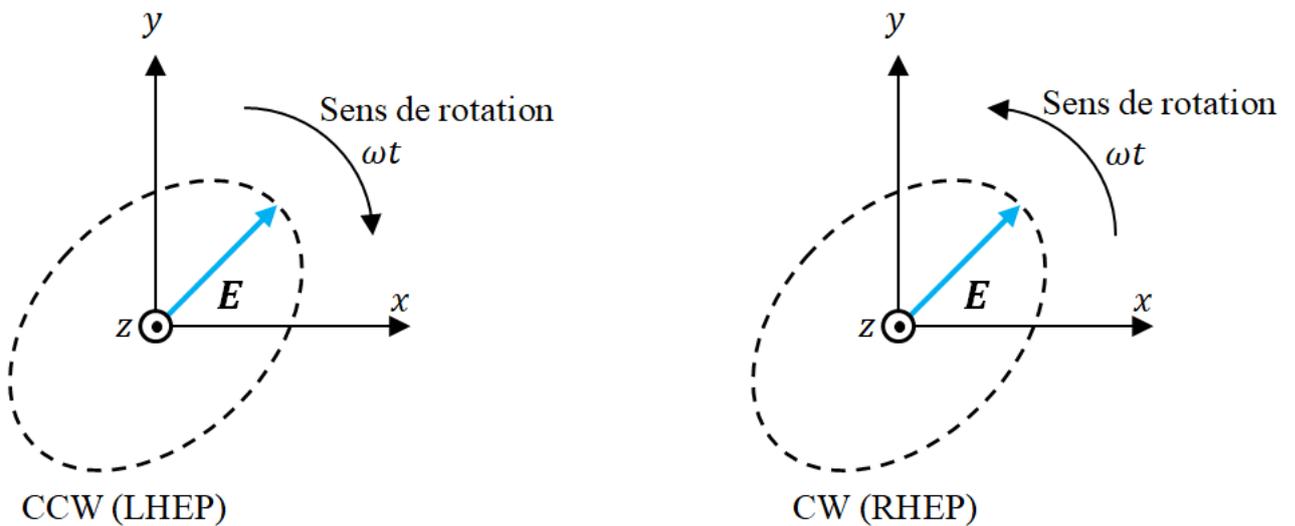


FIGURE 2.5 – Polarisations elliptiques gauche et droite avec inclinaison  $\tau = n\pi/4$ ,  $n=1,3,5, \dots$

### 2.2.2 Polarisation circulaire

La polarisation circulaire est le cas de polarisation que l'on rencontre assez fréquemment dans les télécommunications spatiales et les radars, en ondes métriques et inférieures. Cette polarisation est atteinte uniquement lorsque les composantes du vecteur champ  $\mathbf{E}$  ont les mêmes amplitudes ( $E_{x0} = E_{y0}$ ) et la différence de phase  $\Delta\varphi$  entre elles soit un nombre impair de  $\pi/2$ , c'est-à-dire :

$$E_{x0} = E_{y0} \quad (2.28)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\frac{\pi}{2}, \quad n = 0, 2, 4, \dots \quad \text{pour CCW} \quad (2.29)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = (2n + 1)\frac{\pi}{2}, \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad \text{pour CW} \quad (2.30)$$

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

$$E_x^2 + E_y^2 = E_{x0}^2 = E_{y0}^2 \quad (2.31)$$

Elle représente l'équation d'un cercle de centre O et de rayon  $R = E_{x0} = E_{y0}$  (Fig. 2.6).

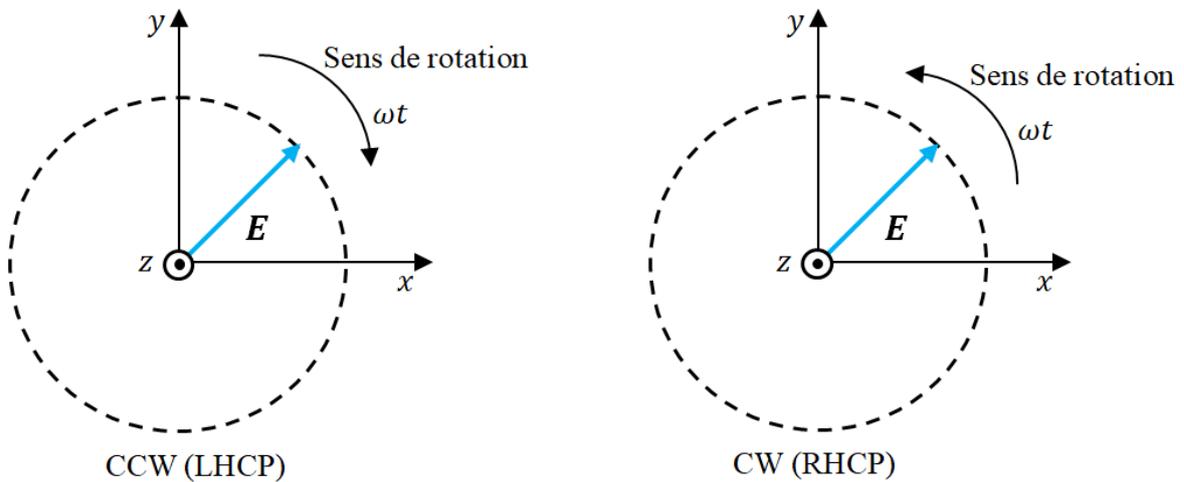


FIGURE 2.6 – Polarisations circulaires gauche et droite.

### 2.2.3 Polarisation linéaire

Une onde électromagnétique est linéairement polarisée si le vecteur champ électrique  $\mathbf{E}$  garde une direction constante dans le temps (Fig. 2.7). Cette condition est vérifiée lorsque la différence de phase  $\Delta\varphi$  entre les deux composantes du champ électrique soit un multiple de  $\pi$  ( $0, \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$ ), quelque soient les valeurs des amplitudes  $E_{x0}$  et  $E_{y0}$  :

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.32)$$

D'après l'équation 2.21 de l'ellipse de polarisation, en résulte que :

$$E_x = \frac{E_{x0}}{E_{y0}} E_y, \quad n = 0, 2, 4, \dots \quad (2.33)$$

$$E_x = -\frac{E_{x0}}{E_{y0}}E_y, \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (2.34)$$

Ce sont des équations d'une droite de pentes, respectivement,  $E_{x0}/E_{y0}$  et  $-E_{x0}/E_{y0}$ . La Figure 2.7 présente les deux cas associés aux équations 2.33 et 2.34.

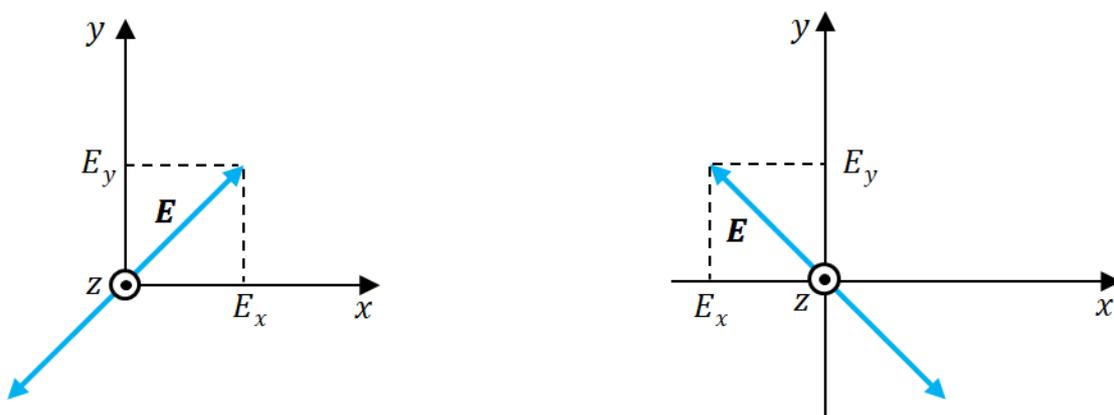


FIGURE 2.7 – Polarisation linéaire : cas oblique.

Dans le cas de la polarisation linéaire, on peut considérer les deux cas particuliers suivants :

- si  $E_x = 0$  et  $E_y \neq 0$ , la polarisation est dite verticale (Fig. 2.8a);
- si  $E_x \neq 0$  et  $E_y = 0$ , la polarisation est dite horizontale (Fig. 2.8b).

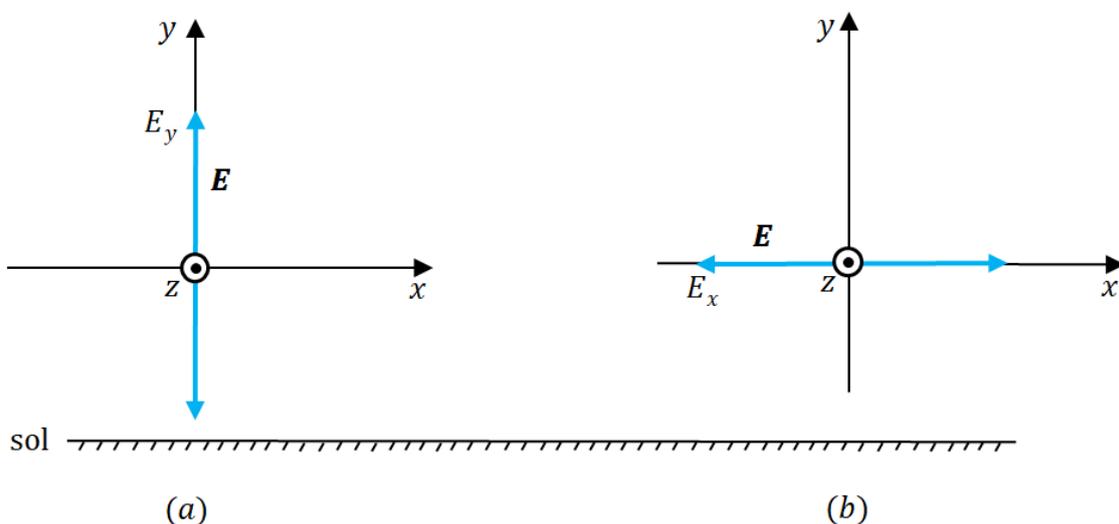


FIGURE 2.8 – Polarisation linéaire : (a) Polarisation verticale, (b) Polarisation horizontale.

Pour définir l'orientation verticale ou horizontale de la polarisation linéaire (Fig. 2.8), on choisit de repérer l'onde par rapport à la surface vers laquelle elle se propage. Cette surface est assimilée au sol [15]. On parle donc de polarisation horizontale si le champ électrique est parallèle au sol. Si le champ électrique est contenu dans un plan perpendiculaire au sol, on parle alors de polarisation verticale.

### 2.2.3.1 Co-polarisation et polarisation croisée

On définit la Co-polarisation comme la polarisation attendue en rapport avec l'orientation du champ électrique rayonné par l'antenne [16]. Les différentes formes d'antennes et leur environnement créent des perturbations qui génèrent un rayonnement dans une direction de polarisation orthogonale à celle attendue. Cette polarisation est appelée polarisation croisée (cross polarization en anglais). C'est une polarisation orthogonale à celle de la polarisation attendue qui est généralement la Co-polarisation.

Le rapport des puissances de ces deux polarisations donne une indication du degré de pureté du rayonnement en termes de polarisation. En pratique, une séparation minimale de 10 dB entre la Co-polarisation et la polarisation croisée est acceptable.

### 2.2.3.2 Polarisation TM, TE et TEM

Une autre façon de définir la polarisation linéaire est de repérer les champs électrique et magnétique par rapport au plan d'incidence. Ce plan est défini par la direction de propagation de l'onde et la normale au plan vers lequel se dirige cette onde (plan de séparation entre les deux milieux). Lorsque le champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence, la polarisation est dite transverse électrique (TE) ou par fois dite onde H (Fig. 2.9a). Si c'est le champ magnétique qui est perpendiculaire au plan d'incidence, la polarisation est dite transverse magnétique (TM) ou onde E (Fig. 2.9b). Le cas intermédiaire où les champs électrique et magnétique ne sont pas perpendiculaires au plan d'incidence. La polarisation est dite alors transverse électrique-magnétique (TEM) ou encore onde HE (Fig. 2.9c).

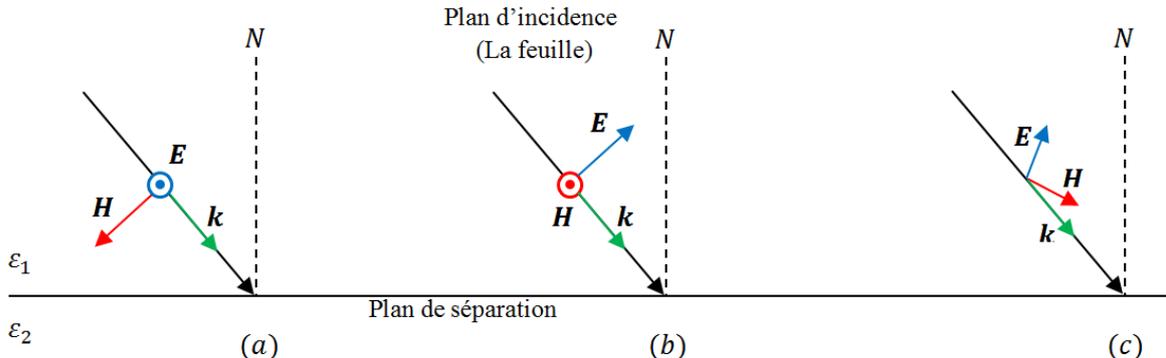


FIGURE 2.9 – Polarisations de champ : (a) mode TE, (b) mode TM, (c) mode TEM.

## 2.3 Problème de rotation d'une onde durant la propagation

Les couches ionosphériques posent un problème de rotation de l'onde électromagnétique, appelé rotation de Faraday. A cause de cette dernière, une onde à polarisation linéaire peut être tournée par un angle inconnu. Cet angle dépend de l'épaisseur et de la température de l'ionosphère ainsi que de la fréquence de l'onde. La rotation est élevée à basses fréquences, mais elle est faible à hautes fréquences [1]. Cette rotation pose donc un gros problème de désadaptation de polarisation entre un émetteur et un récepteur engendrant un rendement de polarisation très faible. Pour remédier à ce problème, la

conception des antennes à polarisation circulaire constitue une possible solution. Vu que l'onde polarisée circulairement n'exige pas une orientation privilégiée au niveau du récepteur. Une onde polarisée circulairement peut être considérée comme une combinaison de deux ondes linéairement polarisée. La polarisation circulaire peut être circulaire à gauche (LHCP) ou circulaire à droite (RHCP), comme il a été déjà indiqué. Si l'évolution de la pointe du vecteur  $\mathbf{E}$  au cours du temps suit les doigts de la main droite sachant que le pouce s'oriente vers la direction de propagation (Fig. 2.1), on dit que la polarisation est circulaire droite (RHCP), sinon elle est circulaire gauche (LHCP). Dans le cas de la polarisation circulaire gauche (LHCP), si on prend la direction de propagation selon l'axe des  $z$  positifs,  $\Delta\varphi = \pi/2$ . L'expression du vecteur  $\mathbf{E}$  devient :

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_{x0} \cos(\omega t - kz) + \hat{\mathbf{y}} E_{y0} \sin(\omega t - kz) \quad (2.35)$$

Sachant que les amplitudes,  $E_{x0}$  et  $E_{y0}$ , soient égales. Si non, la polarisation devient elliptique. Seulement le signe de la composante  $y$  qui change dans le cas de la polarisation circulaire droite (RHCP),  $\Delta\varphi = -\pi/2$ , on aura alors :

$$\mathbf{E}(z, t) = \hat{\mathbf{x}} E_{x0} \cos(\omega t - kz) - \hat{\mathbf{y}} E_{y0} \sin(\omega t - kz) \quad (2.36)$$

## 2.4 Sphère de Poincaré

La sphère de Poincaré est un formalisme utilisé pour représenter l'état de polarisation de la lumière. Il a été présenté en 1892 par Henri Poincaré dans son ouvrage intitulé : *Théorie mathématique de la lumière* [17]. Cette représentation est aussi utilisable pour des lumières partiellement polarisées [18]. Un point sur la sphère de rayon unité représente une polarisation donnée. Considérons la sphère de Poincaré de rayon unité, sur laquelle les angles  $\varepsilon$ ,  $\tau$ ,  $\gamma$ , et  $\Delta\varphi$  sont reportés (Fig. 2.10a) de façon à ce que la longitude soit égale à  $2\tau$  et la latitude à  $2\varepsilon$ . Compte tenu des relations entre les angles  $\varepsilon$ ,  $\tau$ ,  $\gamma$ , et  $\Delta\varphi$ , le point P est repéré soit par le couple  $(\varepsilon, \tau)$  ou par le couple  $(\gamma, \Delta\varphi)$ . À chaque valeur des angles est associé un état de polarisation sur la sphère de Poincaré représentée comme le montre la Fig. 2.10b. Sur l'équateur  $\varepsilon = 0$ , cela entraîne  $\Delta\varphi = 0$ . Donc sur cette ligne, la polarisation est linéaire. En fonction de sa longitude sur l'équateur, l'orientation de la droite de polarisation tourne. Lorsque  $\varepsilon = 45^\circ$ ,  $\Delta\varphi = 90^\circ$  (pôle nord) la polarisation est circulaire gauche (LHCP). Au pôle sud, lorsque  $\varepsilon = -45^\circ$ ,  $\Delta\varphi = -90^\circ$  elle est circulaire droite (RHCP). Sur la Fig. 2.10b, la polarisation elliptique est aussi représentée. L'orientation de l'ellipse varie en fonction de la longitude.

L'angle au centre qui intercepte la corde O'P du grand cercle de la sphère, a pour valeur  $2\gamma$ . L'angle entre le plan de ce grand cercle et le plan équatorial a pour valeur  $\Delta\varphi$ . À partir d'un point de la sphère de Poincaré (Fig. 2.10a), il est donc possible de définir :

- le couple d'angles  $(\Delta\varphi, \gamma)$  caractéristiques de la polarisation du champ ;
- le couple d'angles  $(\tau, \varepsilon)$  caractéristiques de l'ellipse de polarisation.

En utilisant la trigonométrie sphérique, on démontre que :

si  $\Delta\varphi$  et  $\gamma$  sont connus, on détermine  $(\tau, \varepsilon)$  par les deux équations suivantes :

$$\tan 2\tau = \tan 2\gamma \cos \Delta\varphi \quad (2.37)$$

$$\sin 2\varepsilon = \sin 2\gamma \sin \Delta\varphi \quad (2.38)$$

si  $\tau$  et  $\varepsilon$  sont connus, le couple  $(\Delta\varphi, \gamma)$  se détermine comme suit :

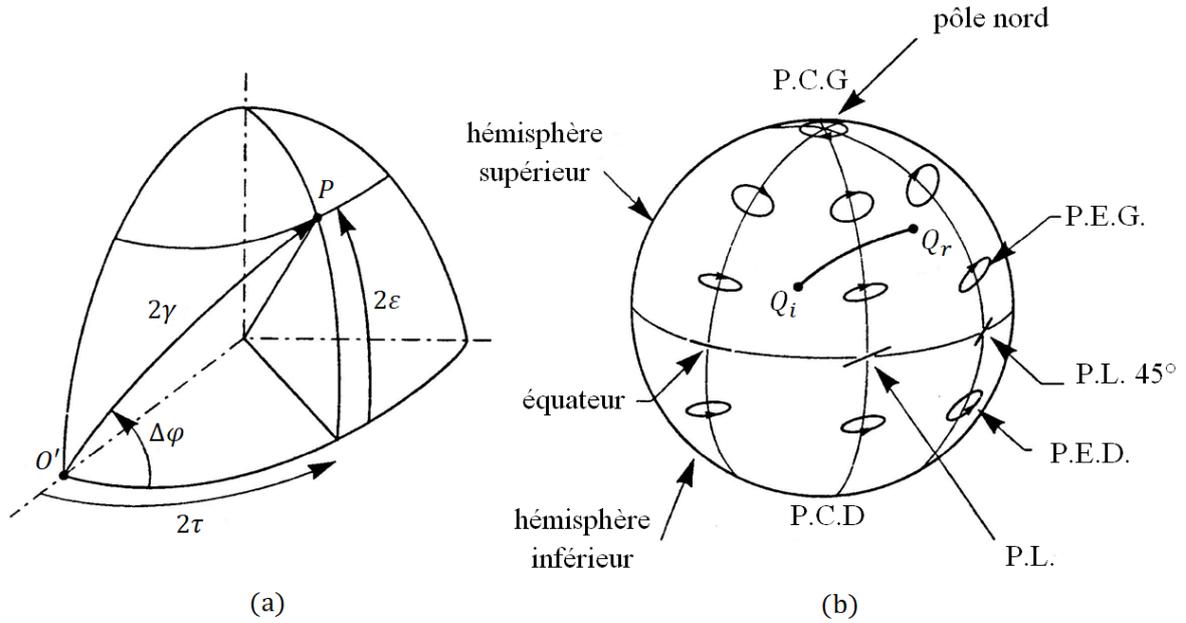


FIGURE 2.10 – (a) Coordonnées angulaires représentatives de l'état de polarisation [19], (b) Représentation des états de polarisation sur la sphère de Poincaré [20].

$$\cos 2\gamma = \cos 2\varepsilon \cos 2\tau \quad (2.39)$$

$$\tan \Delta\varphi = \frac{\tan 2\varepsilon}{\sin 2\tau} \quad (2.40)$$

La sphère de Poincaré (Fig. 2.10b) permet de représenter donc tous les cas de polarisation. Les pôles ( $\Delta\varphi = \pm\pi/2$ ) correspondent aux polarisations circulaires droite (pôle sud) et gauche (pôle nord).

L'équateur ( $\Delta\varphi = 0$  ou  $\Delta\varphi = \pm\pi$ ) correspond aux polarisations rectilignes dont l'inclinaison est uniquement fonction de la longitude  $2\tau$ .

L'hémisphère supérieure correspond aux ondes à polarisation elliptique gauche, tandis que, l'hémisphère inférieure correspond aux ondes à polarisation elliptique droite. Le rapport axial, qui dépend de la latitude, tend vers l'infini lorsque l'on se rapproche du plan équatorial et il tend vers un lorsque l'on se rapproche des pôles.

## 2.5 Rendement de polarisation

La sphère de Poincaré est également très utile pour déterminer le rendement de polarisation d'une antenne de réception lorsque sa polarisation n'est pas adaptée à celle de l'onde incidente. Soient  $Q_i$  et  $Q_r$ , les points représentatifs sur la sphère de Poincaré (Fig. 2.10b) respectivement de la polarisation de l'onde incidente et de l'antenne de réception. Si l'angle au centre de la sphère qui intercepte ces deux points  $Q_i$  et  $Q_r$ , est  $2\psi_p$ , le rendement de polarisation noté par  $\eta_p$  est donné par :

$$\eta_p = |\cos \psi_p|^2 \quad (2.41)$$

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

$$\mathbf{E}_i = \hat{\rho}_i E_i \quad (2.42)$$

Où  $\hat{\rho}_i$  est le vecteur unitaire de l'onde incidente (Fig. 2.11).

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

$$\mathbf{E}_r = \hat{\rho}_r E_r \quad (2.43)$$

Où  $\hat{\rho}_r$  est son vecteur unitaire de réception (Fig. 2.11).

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

$$\eta_p = |\hat{\rho}_i \hat{\rho}_r|^2 = |\cos \psi_p|^2 \quad (2.44)$$

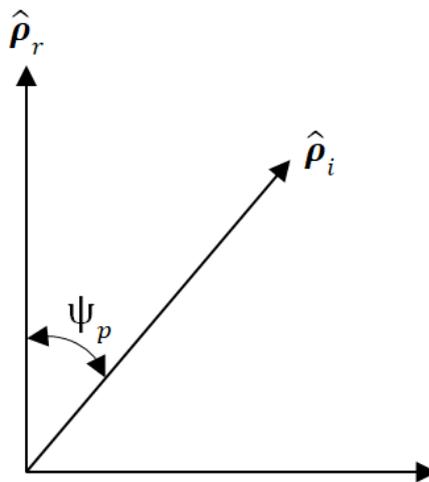


FIGURE 2.11 – Polarisation des vecteurs unitaires de l'onde incidente  $\hat{\rho}_i$  et de l'antenne de réception  $\hat{\rho}_r$ .

A titre d'exemple, le rendement de polarisation des antennes à ouvertures et des antennes filaires, est bien expliqué dans la Fig. 2.12.

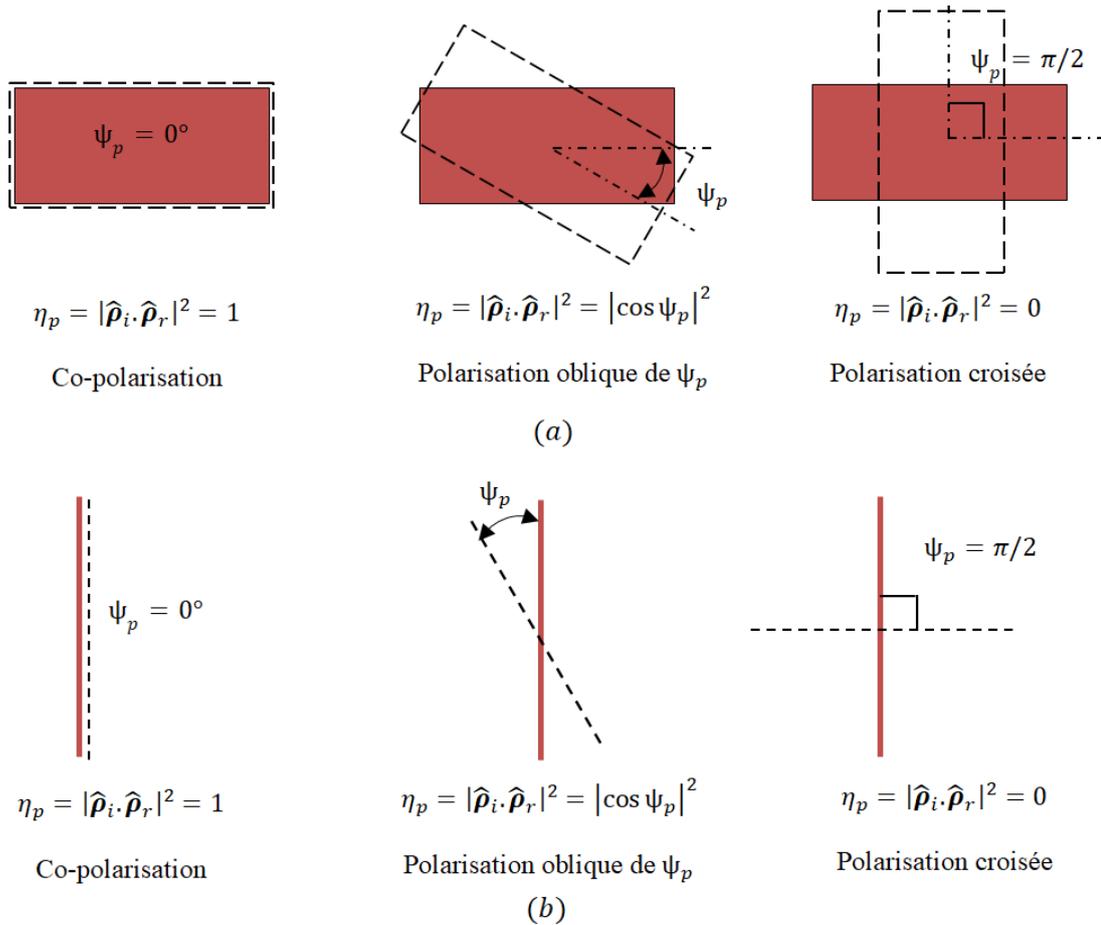


FIGURE 2.12 – Rendement de polarisation : (a) antennes à ouvertures, (b) antennes filaires.

## 2.6 Antennes patches planaires à polarisation circulaire

Les antennes patches à polarisation circulaire se catégorisent, selon le type d'excitation, en deux catégories :

- Antennes patches à simple excitation sans déphaseur : le principe de cette méthode est basé sur l'hypothèse que le mode généré peut se diviser en deux modes orthogonaux (mode 1 et mode 2). Les configurations typiques d'antennes patches à simple excitation sont présentées dans les Figs. 2.13a et 2.13b. L'amplitude et la phase sont typiques affichées dans les Figs. 2.14a et 2.14b. La largeur de bande associée à ce type d'excitation est fortement dépendante de la forme du patch. La bande de fréquences correspond aux formes conventionnelles est typiquement étroite. Les antennes patches à simple excitation capables à générer une onde circulairement polarisée sont très recommandées dans les applications compactes où la double excitation élargit considérablement la taille de l'antenne.

- Antennes patches à double excitation avec déphaseur  $90^\circ$  : la polarisation circulaire peut être atteinte par une jonction hybride 3 dB qui présente généralement une large bande de fréquences. Une autre méthode consiste à utiliser un offset de  $\lambda/4$  a pour but de faire un déphasage de  $\pi/2$ . Cette méthode présente une bande étroite, à cause de la forte dépendance entre la longueur de l'offset et la fréquence d'opération. Les configurations typiques d'une antenne patch circulairement polarisée à double excitation sont présentées dans les Figs. 2.15a et 2.15b. Ces configurations se basent sur un diviseur de puissance

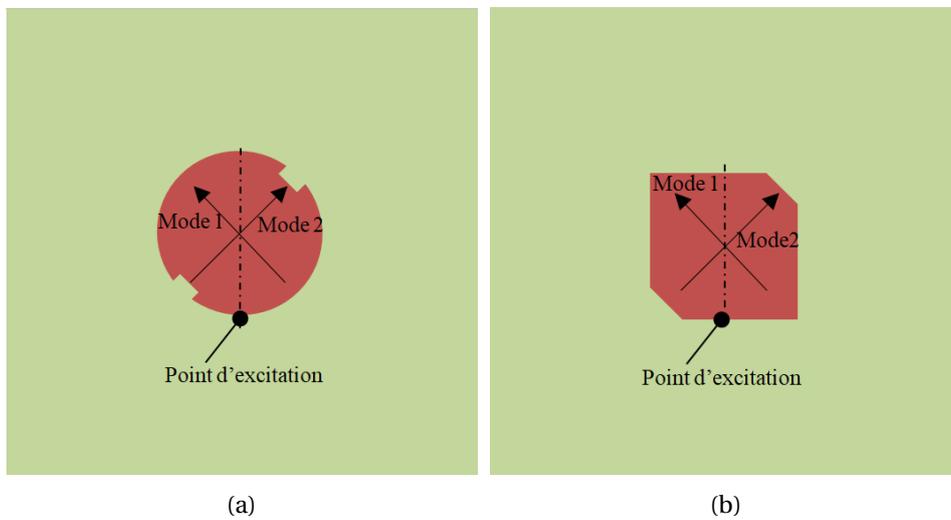


FIGURE 2.13 – Antennes patches à polarisation circulaire : (a) patch circulaire avec deux encoches en face; (b) patch carré à coins coupés.

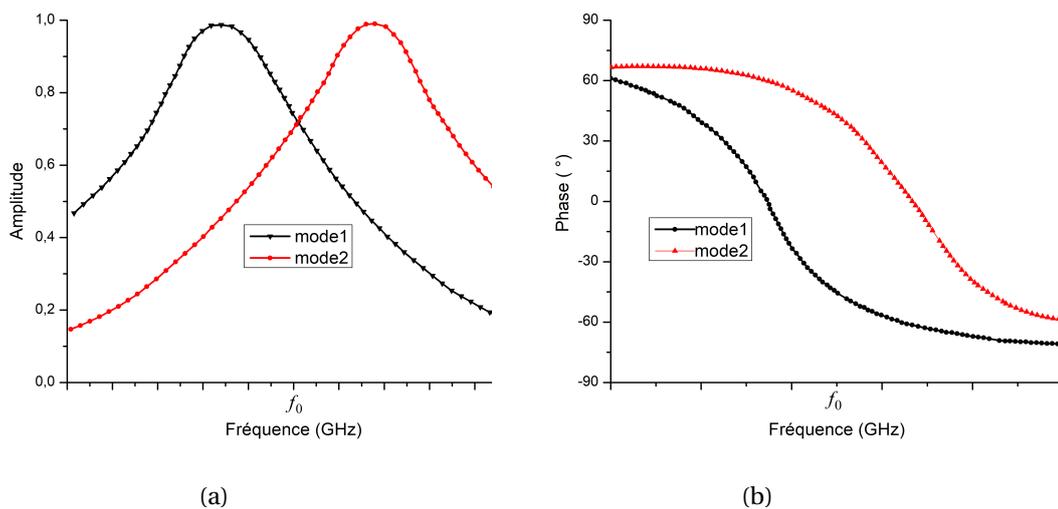


FIGURE 2.14 – Amplitude et phase des deux modes orthogonaux d'un patch circulairement polarisé à simple excitation.

3 dB. Les diviseurs de puissance les plus connus pour générer la polarisation circulaire sont : la jonction hybride en quadrature de phase, l'anneau hybride, le diviseur de Wilkinson, et la jonction T. La jonction hybride en quadrature de phase divise la puissance en deux parties d'amplitudes égales, mais de déphasage de  $90^\circ$ . Autre type de diviseurs de puissance nécessite une ligne quart d'onde pour créer un retard ayant un déphasage de  $90^\circ$ . Ce dernier type fournit une large bande à polarisation circulaire.

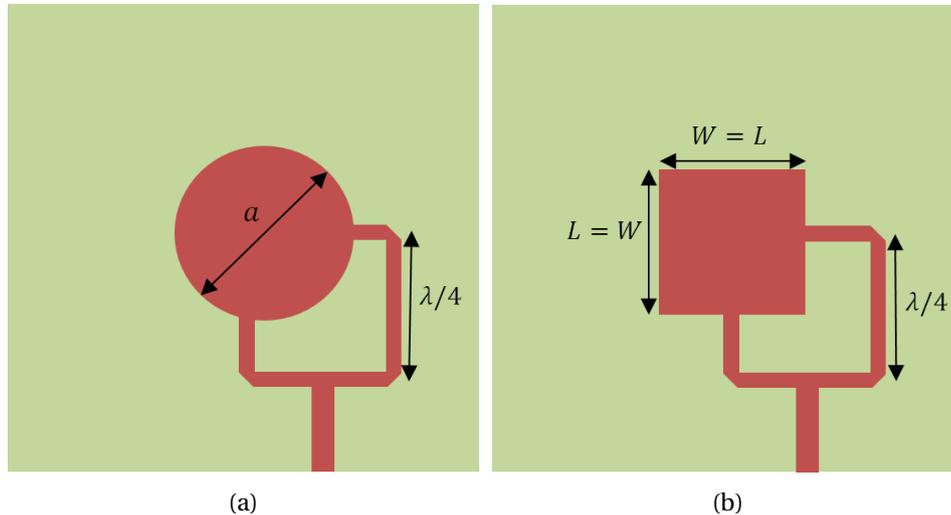


FIGURE 2.15 – Antennes patchs circulairement polarisées par une double excitation avec un offset de  $\lambda/4$ .

Autres types d'antennes patchs à polarisation circulaire sont présentés dans les Figs. 2.16 et 2.17.

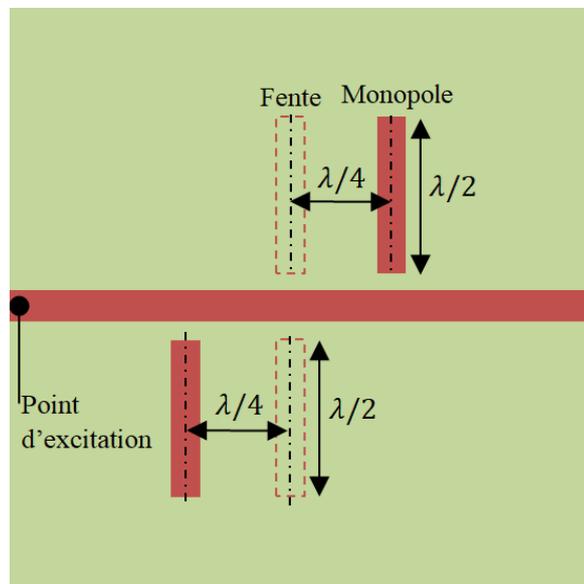


FIGURE 2.16 – Réseau d'éléments composites pour polarisation circulaire.

Le tableau 2.1 récapitule une classification de différentes configurations typiques d'antennes patchs à polarisation circulaire.

On peut également utiliser un diviseur de puissance avec un offset de  $\lambda/4$  pour avoir un déphasage de  $90^\circ$  comme le montre la Fig. 2.18. Une antenne patch carrée, excitée par une jonction hybride 3 dB est présentée dans la Fig. 2.19.

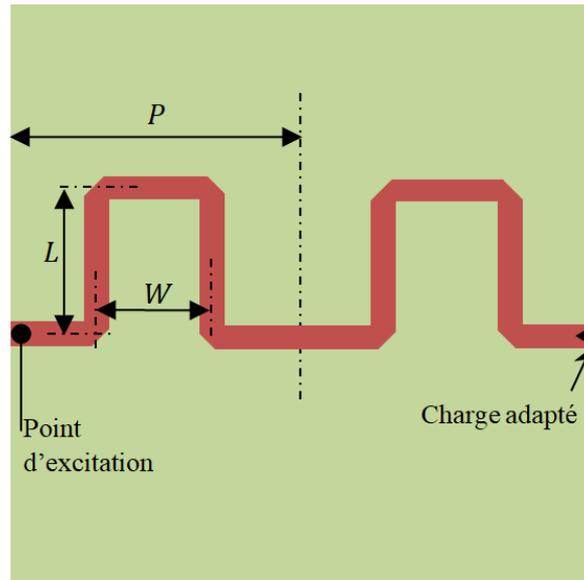


FIGURE 2.17 – Ligne à discontinuité.

TABLEAU 2.1 – Comparaison entre les configurations typiques d'antennes patches à polarisation circulaire.

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

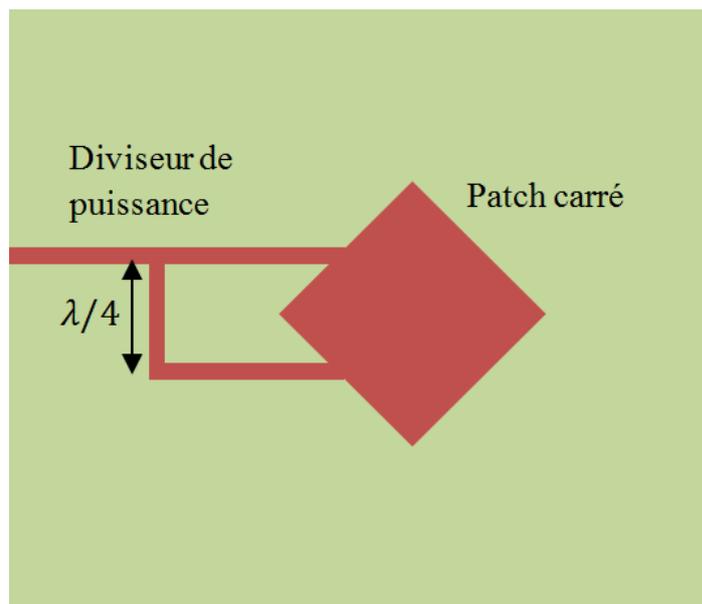


FIGURE 2.18 – Patch carré excité sur les côtés adjacents par une division de puissance.

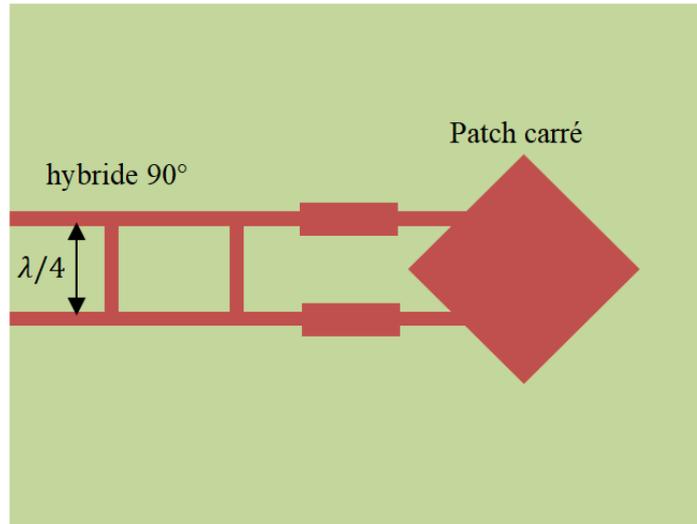


FIGURE 2.19 – Patch carré excité sur les côtés adjacents par un hybride à 90°.

Une polarisation circulaire peut être également atteinte par une excitation à 45° au coin d'un patch presque carré (Fig. 2.20).

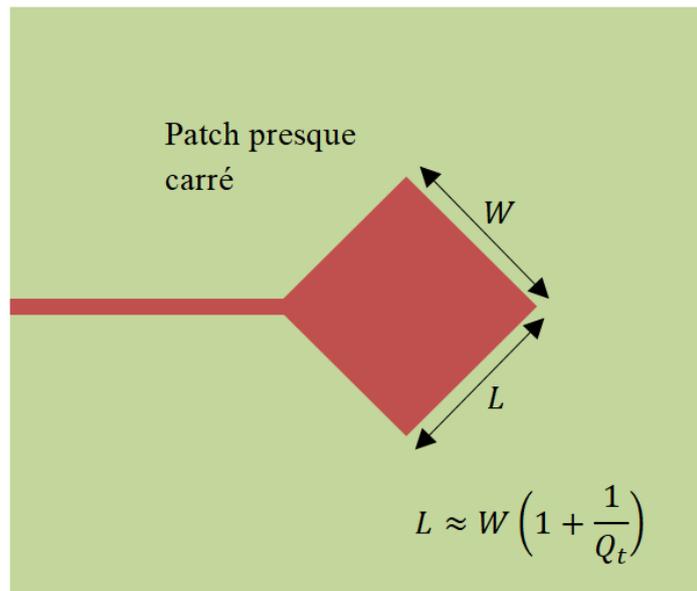


FIGURE 2.20 – Simple alimentation à 45° pour générer une onde à polarisation circulaire d'un patch rectangulaire.

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 [21] :

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}}} \quad (2.45)$$

$$f_2 = f_0 \sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}} \quad (2.46)$$

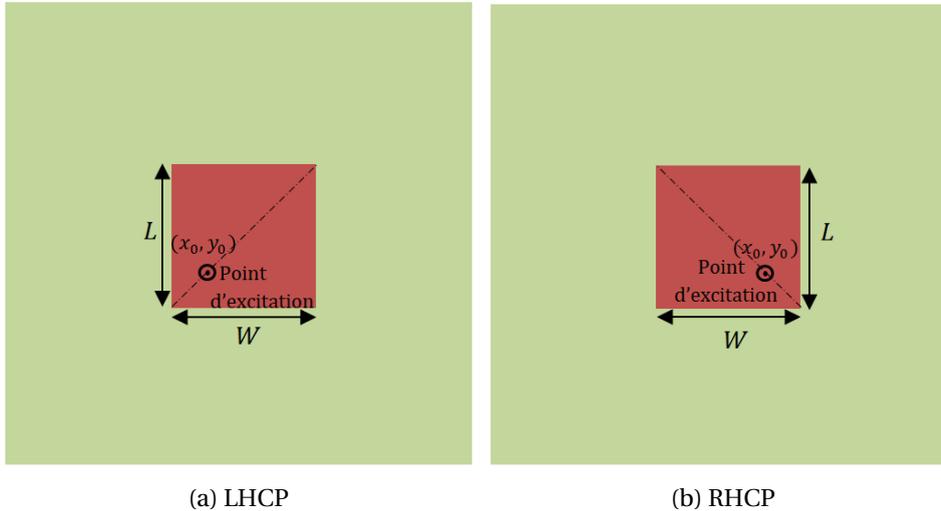


FIGURE 2.21 – Polarisation circulaire d'un patch rectangulaire par excitation sur la diagonale du patch.

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

L'alimentation par sonde coaxiale le long de la diagonale du patch, en partant du coin inférieur gauche vers le coin supérieur droit, comme il a été indiqué dans la Fig. 2.21a, nous donne une polarisation circulaire gauche. La polarisation circulaire droite peut être obtenue en alimentant le patch le long de la diagonale opposée, commençant par le coin inférieur droit jusqu'au coin supérieur gauche, Fig. 2.21b. Au lieu de déplacer le point d'alimentation à chaque fois pour changer de mode afin de changer le sens de rotation (RHCP ou LHCP), des composants actifs comme les diodes varactor peuvent être utilisées [22]. Ce qui permet de déplacer efficacement par des moyens électriques l'emplacement physique apparent du point d'alimentation.

Une fente rectangulaire de longueur  $c$  et de largeur  $d$  peut forcer les courants sur le patch de tourner autour d'elle (Fig. 2.22). Ceci peut provoquer la rotation du courant électrique autour de cette dernière, et génère en conséquence une polarisation circulaire de l'onde rayonnée. Les valeurs de la longueur  $c$  et de la largeur  $d$  de cette fente sont empiriquement données par [22] :

$$c = \frac{L}{2.72} = \frac{W}{2.72} \quad (2.47)$$

$$d = \frac{L}{27.2} = \frac{W}{27.2} \quad (2.48)$$

Une autre solution consiste à couper les extrémités des deux coins opposés d'un patch carré et de l'exciter par deux façons, afin de générer que ce soit une polarisation circulaire main gauche ou main droite, Fig. 2.23.

La polarisation circulaire peut également être obtenue par un patch circulaire en le rendant légèrement elliptique où en ajoutant un stub, comme illustré à la Fig. 2.24.

Pour un patch circulaire, la polarisation circulaire du mode dominant  $TM_{110}$  est atteinte en excitant l'antenne par deux sondes coaxiales séparées de  $90^\circ$  l'une de l'autre. Pour avoir un déphasage de  $90^\circ$ , on utilise un déphaseur  $90^\circ$  (Fig. 2.25). Le centre de disque est connecté au plan de masse a pour but d'améliorer la qualité de la polarisation circulaire et de supprimer les modes avec aucune variations de phase  $\varphi$  [2].

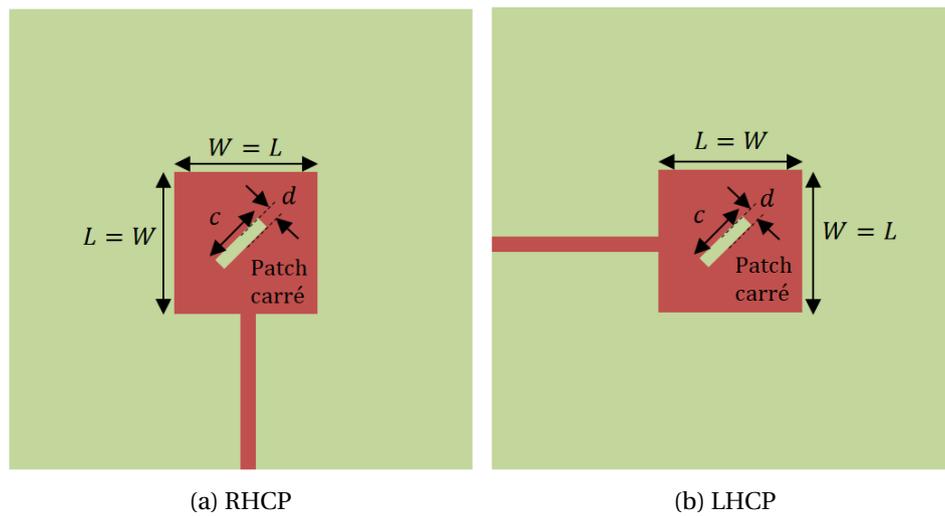


FIGURE 2.22 – Polarisation circulaire d'un patch carré avec fente oblique de  $45^\circ$  au centre du patch.

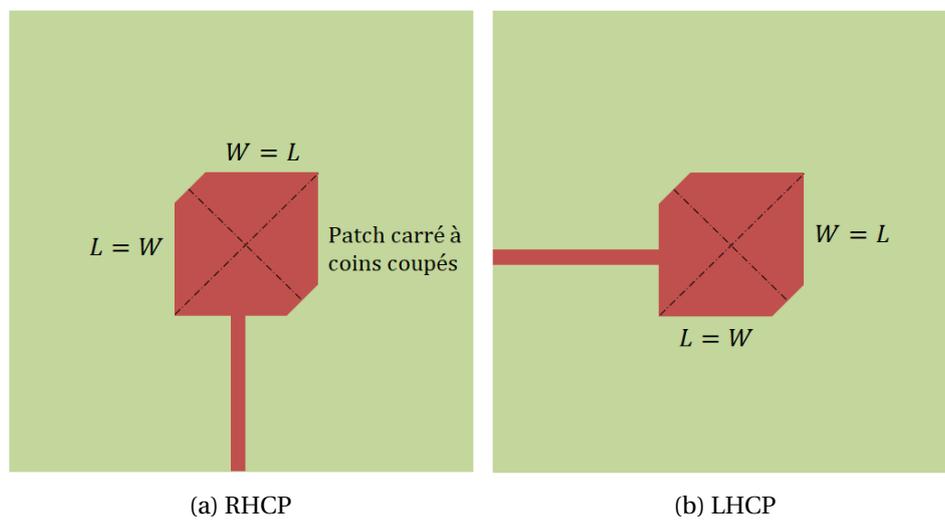


FIGURE 2.23 – Patch carré à coins coupés, alimenté par ligne micro-ruban.

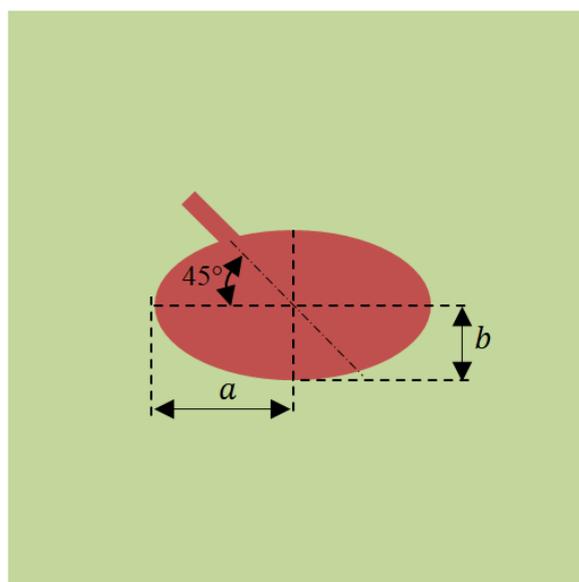


FIGURE 2.24 – Patch elliptique avec stub à polarisation circulaire.

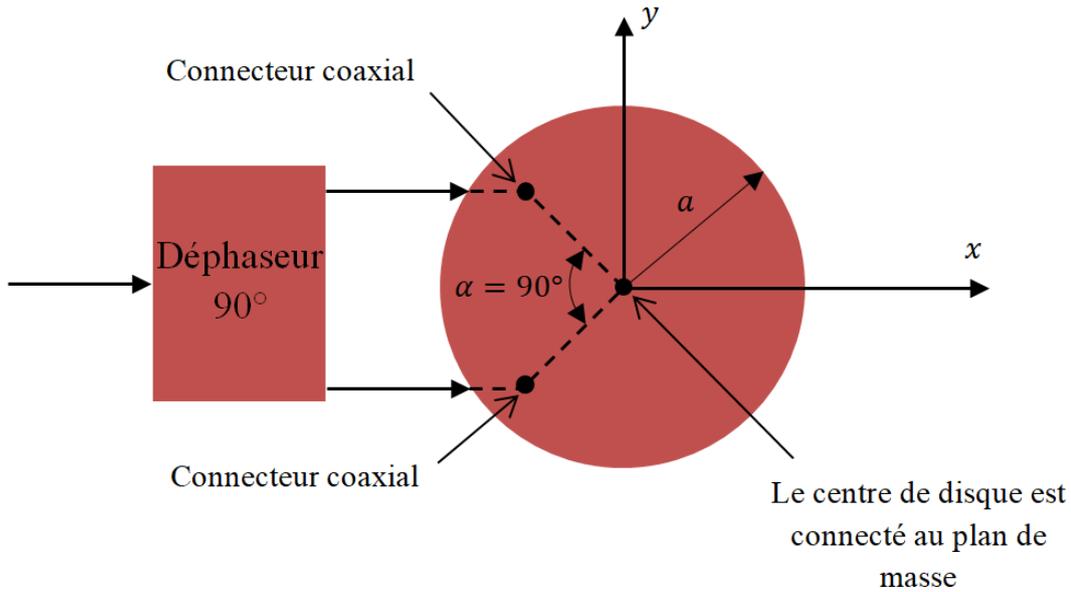


FIGURE 2.25 – Patch circulaire alimenté par deux câbles coaxiaux pour générer une polarisation circulaire du mode fondamental  $TM_{110}$ .

Pour les modes d'ordres supérieurs, la séparation entre les deux alimentations est différente. Ceci est bien illustré dans la Fig. 2.26 et également dans le tableau 2.2, pour les modes  $TM_{110}$ ,  $TM_{210}$ ,  $TM_{310}$ ,  $TM_{410}$  [23]. Cependant, pour préserver la symétrie et minimiser la polarisation croisée, en particulier les antennes à base de substrats relativement épais, deux alimentations additionnelles sont placées symétriquement (Fig. 2.26) servant à supprimer les modes adjacents [24]. Dans le cas des modes  $TM_{210}$  et  $TM_{410}$ , les quatre excitations doivent avoir les phases  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $0^\circ$  et  $90^\circ$ , où les modes  $TM_{110}$  et  $TM_{310}$  doivent avoir les phases  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$  comme illustré à la Fig. 2.26.

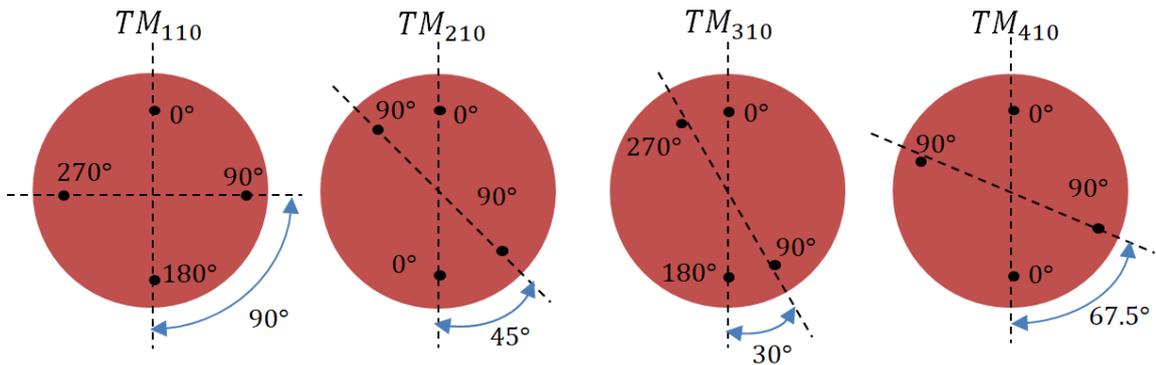


FIGURE 2.26 – Patch circulaire alimenté par des câbles coaxiaux aux différents points pour générer une polarisation circulaire [23].

La fréquence de résonance d'un patch circulaire pour un mode  $TM_{m,n}^z$  est donnée, d'après [23, 25, 26] comme suit :

$$(f_r)_{mn} = \frac{\chi_{mn}c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.49)$$

Le rayon  $a_e$  représente le rayon effectif de disque, donné par [25, 26] :

TABEAU 2.2 – Espacement angulaire de sonde d'alimentation de différents modes pour la polarisation circulaire [23].

	TM <sub>110</sub>	TM <sub>210</sub>	TM <sub>310</sub>	TM <sub>410</sub>	TM <sub>510</sub>	TM <sub>610</sub>
$\alpha$	90°	45° ou 135°	30° ou 90°	22.50° ou 67.50°	18°, 54° ou 90°	15°, 45° ou 75°

$$a_e = a \left[ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left( \ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726 \right) \right]^{0.5}, \quad \frac{a}{h} \gg 1 \quad (2.50)$$

Avec :

- $c$  : la célérité de la lumière;
- $\chi_{mn}$  : le  $m^{\text{ème}}$  zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre  $n$ ;
- $n$  : représente le mode angulaire;
- $m$  : représente le mode radial;
- $h$  : la hauteur du substrat.

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de polarisation de l'onde électromagnétique, ainsi que les concepts de base d'antennes patchs planaires avec lesquels on génère une onde circulairement polarisée. Les antennes patchs à polarisation circulaire sont très utiles pour les communications satellites et radars grâce à leurs avantages par rapport aux antennes patchs à polarisation linéaire qui souffrent d'un rendement de polarisation très faible. En effet, les antennes à polarisation circulaire réduisent considérablement les effets de désalignement et offrent donc un bon rendement de polarisation. Elles réduisent également les effets des trajets multiples et delà, elles permettant une meilleure pénétration des obstacles (sol, atmosphère, arbres, bâtiments, etc). C'est pourquoi il est impératif d'utiliser ce genre d'antennes afin d'avoir une bonne qualité et une grande stabilité de la transmission, plus particulièrement pour des terminaux en mobilité aléatoire.

# Bibliographie

- [1] S. S. Gao, Q. Luo, and F. Zhu, *Circularly polarized antennas*. John Wiley & Sons, 2013.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John wiley & sons, 2016.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John wiley & sons, 2012.
- [4] P. T. Dinda and P. Mathey, *Electromagnétisme : Ondes et propagation guidée*. Dunod, 2017.
- [5] P-F Combes, *Micro-ondes : 2. Circuits passifs, propagation, antennes*. Dunod, 2006.
- [6] E. E. A. S. Committee, *IEEE standard test procedures for antennas*, vol. 149. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE), 1979.
- [7] M. Shokri, V. Rafii, S. Karamzadeh, Z. Amiri, and B. Virdee, “Miniaturised ultra-wideband circularly polarised antenna with modified ground plane,” *Electronics letters*, vol. 50, no. 24, pp. 1786–1788, 2014.
- [8] M. Midya, S. Bhattacharjee, and M. Mitra, “Pair of grounded l-strips loaded broadband circularly polarised square slot antenna with enhanced axial ratio bandwidth,” *Electronics Letters*, vol. 54, no. 15, pp. 917–918, 2018.
- [9] R. Xu, J. Li, J. Liu, S. G. Zhou, and K. Wei, “Uwb circularly polarised slot antenna with modified ground plane and l-shaped radiator,” *Electronics Letters*, vol. 54, no. 15, pp. 918–920, 2018.
- [10] J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, N. Felegari, and H. Shirzad, “Broadband cpw-fed circularly polarized square slot antenna with inverted-l strips for uwb applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 369–372, 2011.
- [11] L. Zhang, Y.-C. Jiao, Y. Ding, B. Chen, and Z.-B. Weng, “Cpw-fed broadband circularly polarized planar monopole antenna with improved ground-plane structure,” *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, vol. 61, no. 9, pp. 4824–4828, 2013.
- [12] K. O. Gyasi, G. Wen, D. Inserra, Y. Huang, J. Li, A. E. Ampoma, and H. Zhang, “A compact broadband cross-shaped circularly polarized planar monopole antenna with a ground plane extension,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 335–338, 2018.
- [13] J. Wei, X. Jiang, and L. Peng, “Ultrawideband and high-gain circularly polarized antenna with double-y-shape slot,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1508–1511, 2017.
- [14] 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.
- [15] W. L. Stutzman, *Polarization in electromagnetic systems*. Artech house, 2018.

- [16] V. Monebhurrin, "Revision of iee standard 145-2013 : Ieee standard for definitions of terms for antennas [stand on standards]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 62, no. 3, pp. 117–117, 2020.
- [17] H. Poincaré, *Théorie mathématique de la lumière II. : Nouvelles études sur la diffraction.—Théorie de la dispersion de Helmholtz. Leçons professées pendant le premier semestre 1891-1892*, vol. 1. G. Carré, 1889.
- [18] O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, G. Baudoin, J.-F. Bercher, and M. Villegas, *Les antennes : Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.
- [19] J. D. Kraus, *Antennas*. McGraw-Hill, 1988.
- [20] W. H. Kummer and E. S. Gillespie, "Antenna measurements—1978," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 4, pp. 483–507, 1978.
- [21] T. A. Milligan, *Modern antenna design*. John Wiley & Sons, 2005.
- [22] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John wiley & sons, 1997.
- [23] J. Huang, "Circularly polarized conical patterns from circular microstrip antennas," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 32, no. 9, pp. 991–994, 1984.
- [24] J. Huang, "A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 34, no. 9, pp. 1113–1124, 1986.
- [25] L. Shen, S. Long, M. Allerding, and M. Walton, "Resonant frequency of a circular disc, printed-circuit antenna," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 25, no. 4, pp. 595–596, 1977.
- [26] A. Derneryd, "Analysis of the microstrip disk antenna element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 5, pp. 660–664, 1979.

# Chapitre 3

## Conception et Réalisation d'une Antenne Patch Planaire Large Bande Circulairement Polarisée pour les Applications en Bande X

### Sommaire

---

<b>3.1 Introduction</b> . . . . .	<b>65</b>
<b>3.2 Stratégie de conception</b> . . . . .	<b>65</b>
<b>3.3 Conception de l'antenne proposée</b> . . . . .	<b>65</b>
<b>3.4 Scénarios de fabrication et de mesure</b> . . . . .	<b>68</b>
<b>3.5 Résultats et discussion</b> . . . . .	<b>72</b>
<b>3.6 Conclusion</b> . . . . .	<b>77</b>

---

### 3.1 Introduction

Récemment, un croissant intérêt a été montré par les chercheurs aux antennes large bande à polarisation circulaire [1–13]. Cependant, un grand nombre des travaux dans la littérature présentent d'une part une instabilité importante du lobe principal de rayonnement, comme dans [2–4], et d'autre part une complexité élevée de la géométrie [7, 8, 11–13].

Dans ce chapitre, nous présentons le protocole suivi dans la conception et la réalisation d'une antenne patch planaire à polarisation circulaire, à très large gamme de fréquences, et caractérisée par une très grande stabilité du lobe principal. La stabilité de rayonnement pose un gros problème dans la conception des antennes, plus particulièrement les antennes à polarisation circulaire. Le but de ce travail est d'améliorer la stabilité de rayonnement d'une antenne patch planaire circulairement polarisée dans une large bande de fréquences. Une ligne coplanaire (CPW) alimente l'antenne à fente asymétrique par l'intermédiaire de deux bras de longueurs différentes, pour pouvoir générer une onde circulairement polarisée sur une large bande. Nous décrivons d'abord la stratégie menée dans la conception de l'antenne. Par la suite, les scénarios de fabrication et de mesure sont bien illustrés. Après, nous présentons toutes les étapes de conception de l'antenne proposée. Les différents résultats des caractéristiques de l'antenne proposée avant et après optimisation sont présentés et interprétés.

### 3.2 Stratégie de conception

La stratégie suivie dans la conception de l'antenne proposée est définie après une profonde recherche dans la littérature sur les propriétés et les caractéristiques de base des antennes patches planaires et ainsi que sur les techniques récentes de conception utilisées pour améliorer les performances des antennes en termes de largeur de bande, de gain, de polarisation, etc. Cela nécessite en conséquence une très bonne maîtrise des principes de fonctionnement des antennes et de solides connaissances préalables sur l'influence probable des principaux paramètres sur les performances de l'antenne.

A partir des caractéristiques de l'antenne que nous désirant atteindre (cahier de charge) initialement définies, nous avons entamé sa conception en définissant d'abord les valeurs optimales des différents paramètres de notre antenne. Cette phase de préconception est réalisée en utilisant l'outil de simulation Ansoft HFSS (version 2018). Ce puissant logiciel nous a permis alors d'optimiser les paramètres de l'antenne et satisfaire aussi les spécifications vis-à-vis des caractéristiques préétablies dans le cahier de charge. Cette phase de préconception, qui est une étape de dimensionnement de l'antenne, est primordiale dans la conception de tous types d'antennes. En effet, elle nous a permis d'établir les dimensions de l'antenne proposée qui répond aux spécifications imposées par le marché.

### 3.3 Conception de l'antenne proposée

L'antenne patch à fente rectangulaire est le complément de l'antenne patch rectangulaire. Ces deux antennes résonnent au même mode dominant à la fréquence de  $\lambda/2$ , où les champs électrique et magnétique sont échangés. L'antenne patch à fente offre une bande passante plus large par rapport à son complément. Pour exciter l'antenne patch à

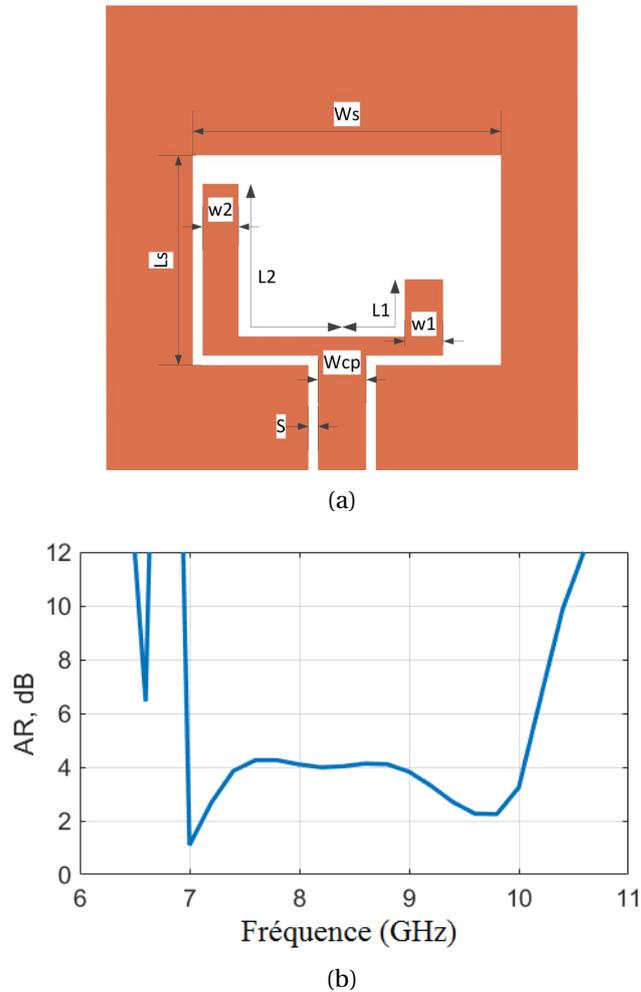


FIGURE 3.1 – La géométrie initialement proposée avec son rapport axial. (a) :  $L_s= 16$  mm,  $W_s= 19.6$  mm,  $L_1=12.6$  mm,  $L_2=21.9$  mm,  $w_{cp}=4$  mm,  $s=0.25$  mm,  $w_1=2.5$  mm,  $w_2= 2.5$ mm; (b) : Rapport axial en dB en fonction de la fréquence en GHz.

fente, on augmente la bande passante et on conserve la simplicité d'alimentation dans une configuration planaire, la ligne CPW est utilisée pour cette antenne.

La polarisation circulaire peut être produite soit en excitant deux modes orthogonaux d'amplitudes égales et de différence de phase de  $90^\circ$ , ou alternativement avec quatre excitations ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$ ). Dans notre travail, deux modes diagonaux, déphasés de  $180^\circ$  peuvent également générer une onde à polarisation circulaire dans une bande passante plus large. Ceci est équivalent à deux patches simples ayant chacun d'eux son mode propre de rayonnement circulaire, dans lesquels ils sont alimentés en diagonale. Pour compenser la double alimentation, une excitation hors phase de  $180^\circ$  doit être assurée. La structure proposée avant optimisation est présentée par la Fig. 3.1. L'alimentation par une ligne CPW est assurée pour exciter les deux bras ayant respectivement les longueurs  $L_1$  et  $L_2$ , Fig. 3.1a. La différence de phase entre les deux bras est équivalente à  $180^\circ$  ( $L_1 + L_2 = \lambda/2$ ).

Le fait que les deux modes orthogonaux doivent être déphasés de  $90^\circ$  pour avoir un rayonnement à polarisation circulaire, confirme bien que chaque bras génère son propre mode. Le résultat du rapport axial associé à la conception de la Fig. 3.1a est affiché par la Fig. 3.1b. On remarque l'excellent potentiel de l'antenne proposée avec de large bande passante de 7 GHz à 10 GHz, où le rapport axial est d'environ 4 dB au milieu de la bande

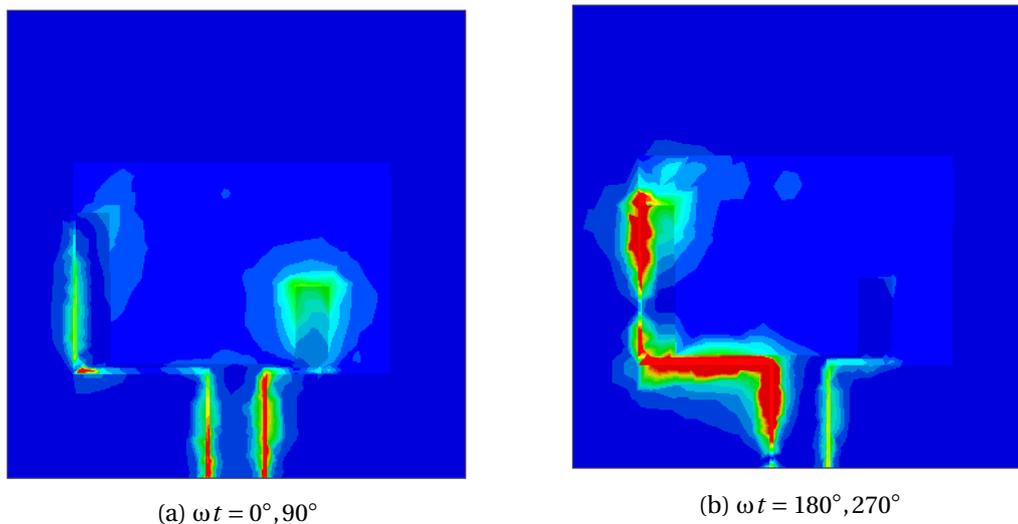


FIGURE 3.2 – Distribution de champ à 10 GHz de la géométrie initialement proposée.

et inférieur à 3 *dB* aux frontières de la bande. Une optimisation est donc nécessaire pour baisser la courbe du RA à un niveau inférieur à 3 *dB* sur toute la bande.

La Figure 3.2 expose le champ électrique rayonné de l'antenne, initialement proposée, à différents instants. Nous remarquons que le champ tourne dans le sens des aiguilles d'une montre, lorsque le temps angulaire varie de  $0^\circ$  à  $270^\circ$  avec un pas de  $90^\circ$ . Ce résultat démontre que l'antenne est caractérisée par un rayonnement à polarisation circulaire gauche (LHCP) dans la direction  $+z$ .

Pour générer un rayonnement circulairement polarisé, le principe de l'antenne proposée est basé sur une excitation d'une fente rectangulaire via deux bras de longueurs différentes en deux points opposés. Pour améliorer encore les performances de l'antenne, une fente de forme asymétrique doit être ajoutée pour assurer une polarisation circulaire avec des valeurs du RA plus basses dans une bande de fréquences plus large. L'asymétrie est introduite dans la forme de la fente, et ainsi que dans les deux bras, comme illustré sur la Fig. 3.3. La géométrie de l'antenne résultante donne donc un RA inférieur à 3 *dB* dans une bande plus large comme il a été recherché.

Le gain de l'antenne testée est calculé simultanément avec les mesures des diagrammes de rayonnement. Les résultats de mesure sont enregistrés pour pouvoir les récupérer et comparer avec ceux de la simulation. Les résultats de mesure de l'antenne proposée sont analysés, étudiés et comparés avec ceux de la simulation et un très bon accord a été montré.

L'antenne conçue est composée d'un substrat diélectrique RT/duroid 6002 ayant une constante diélectrique de 2.94, une tangente de perte diélectrique de 0.0012 et une hauteur de 0.25 mm. L'épaisseur de cuivre est de 0.0175 mm. La Figure 3.3 présente l'antenne finale optimisée. La taille globale de cette antenne est de  $24 \times 22 \times 0.25 \text{ mm}^3$ , soit en termes de longueur d'onde est de  $0.56\lambda_o \times 0.51\lambda_o \times 0.005\lambda_o$ . La forme asymétrique de l'antenne fente proposée est la raison dont laquelle la polarisation circulaire est générée. Avant d'obtenir les résultats attendus, une rigoureuse optimisation a été effectuée.

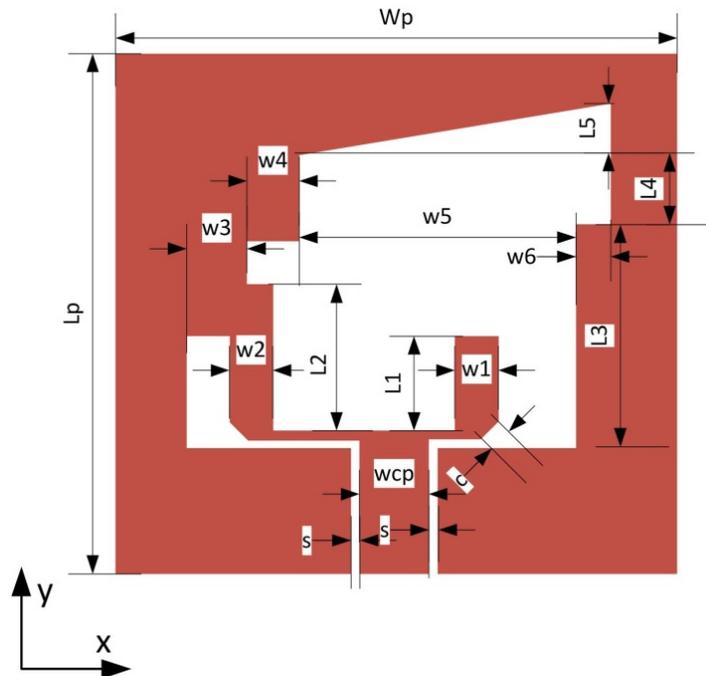


FIGURE 3.3 – La géométrie de l'antenne finale :  $L1=8.4$  mm,  $L2=17.1$  mm,  $L3=10.6$  mm,  $L4=4.4$  mm,  $L5=2.5$  mm,  $w1=2.15$  mm,  $w2=2.15$  mm,  $w3=2.9$  mm,  $w4=3.1$  mm,  $w5=13.6$  mm,  $w6=2$  mm,  $wcp=4$  mm,  $s=0.25$  mm,  $c=1$  mm,  $Lp=24$  mm,  $Wp=22$  mm.

### 3.4 Scénarios de fabrication et de mesure

Tous les processus de fabrication et de mesure présentés dans ce chapitre sont effectués au sein du laboratoire Radio Frequency (RF) du Centre Énergie Matériaux et Télécommunications (CEMT) à l'institut national de la recherche scientifique (INRS) Montréal, Canada.

Le processus de fabrication suit plusieurs étapes décrites ci-dessous :

- Conversion du fichier (.HFSS) de la structure simulée au format Gerber, adapté au logiciel de la machine de fabrication LPKF ProtoLaser S (Fig. 3.4) ;
- Chargement du fichier Gerber dans la machine de fabrication ;
- Fixation du substrat diélectrique utilisé sur son support ;
- Lancement du processus d'élimination du cuivre indésirable par le Laser ;
- Découpage du substrat diélectrique par la machine LPKF ProtoMat C60 montrée sur la Fig. 3.5 ;
- Soudage du connecteur SMA (Fig. 3.6), fonctionnant jusqu'à 20 GHz, directement aux points d'excitation pour pouvoir exciter facilement l'antenne testée.

L'analyseur de réseau Agilent 8722ES, présenté dans la Fig. 3.7, est un équipement de mesure clé dans le domaine des micro-ondes. Il est capable de faire des mesures rapides et précises dans le domaine fréquentiel et temporel. Ce dernier peut mesurer l'amplitude et la phase des paramètres de répartition (scattering parameters en anglais), ainsi que les diagrammes de rayonnement et les gains des antennes à l'aide de la chambre anéchoïque définira par la suite. Les fréquences peuvent être réglées en mode pas à pas ou en mode de rampe tout dépend de la précision de mesure requise. L'antenne testée est connectée à l'analyseur de réseau vectoriel (Agilent 8722ES). Les ondes incidente et réfléchi sont traitées de manière appropriée pour afficher les informations sur les amplitudes et les phases des paramètres de répartition sous le format voulu.

*CHAPITRE 3. CONCEPTION ET RÉALISATION D'UNE ANTENNE PATCH PLANAIRE  
LARGE BANDE CIRCULAIREMENT POLARISÉE POUR LES APPLICATIONS EN BANDE X*



FIGURE 3.4 – La machine de fabrication LPKF ProtoLaser S.

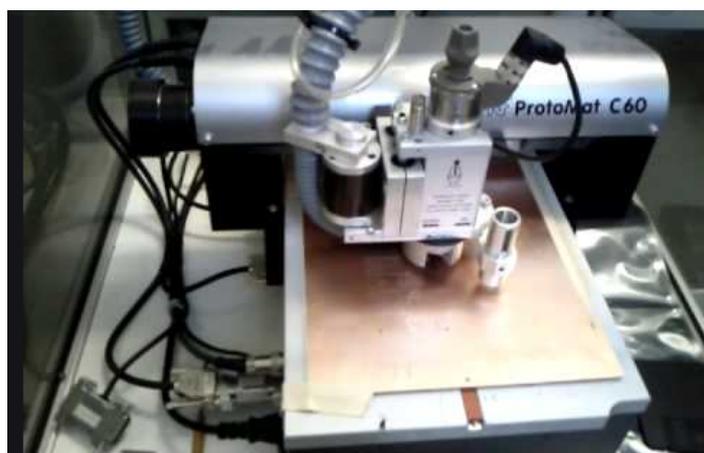


FIGURE 3.5 – La machine LPKF ProtoMat C60.



FIGURE 3.6 – Le connecteur SMA.

*CHAPITRE 3. CONCEPTION ET RÉALISATION D'UNE ANTENNE PATCH PLANAIRE  
LARGE BANDE CIRCULAIREMENT POLARISÉE POUR LES APPLICATIONS EN BANDE X*



FIGURE 3.7 – L'analyseur de réseau vectoriel, modèle Agilent 8722ES.

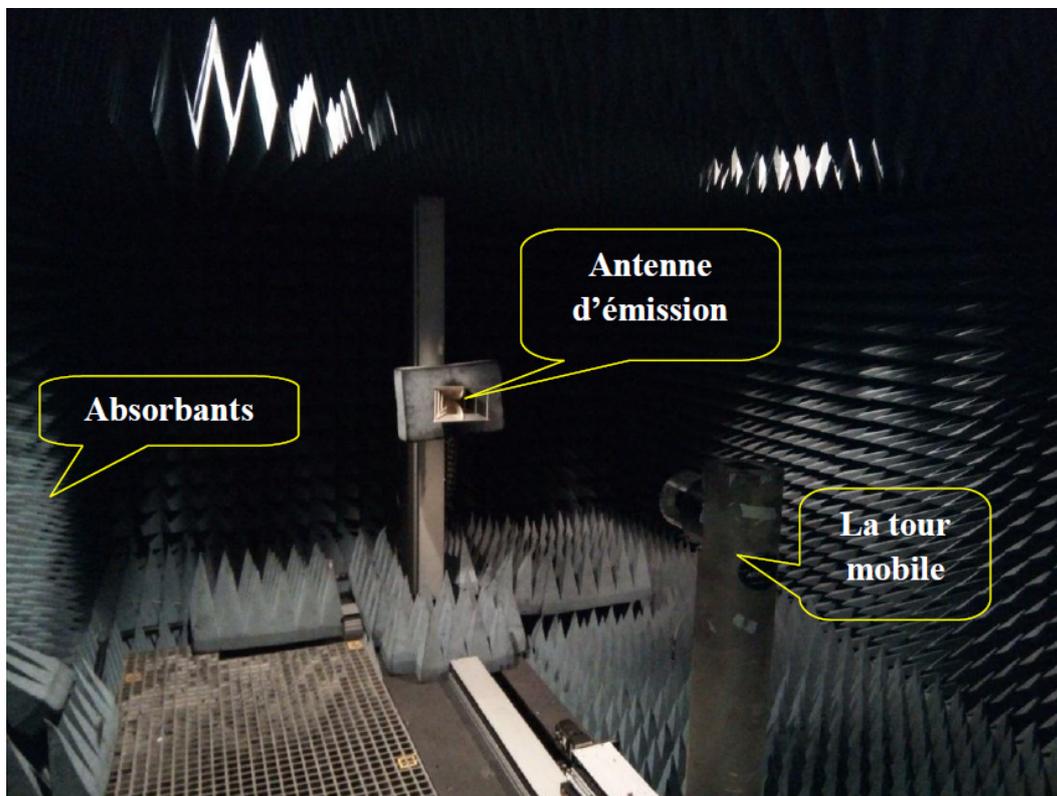


FIGURE 3.8 – La chambre anéchoïque de l'INRS Canada.

Le processus de mesure consiste à caractériser l'antenne testée dans le domaine fréquentiel afin de définir la fonction de transfert et d'en déduire le gain et le diagramme de rayonnement de l'antenne. Les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïque présentée dans la Fig. 3.8. Cette chambre permet de reproduire les conditions de champ libre, sans retour de l'énergie, à une distance relativement faible. Cela permet de ne pas provoquer d'écho qui peut perturber la précision des mesures. Les parois de la chambre anéchoïque sont recouvertes de mousses en polyuréthane chargées de particules de carbone. Ceci pour éviter les réflexions électromagnétiques, permettent de minimiser les réflexions parasites et d'éviter également les interférences électromagnétiques environnantes. La chambre est couverte aussi par des feuilles d'aluminium pour la protéger de l'interférence électromagnétique externe.

La chaîne de mesure est composée principalement d'un analyseur de réseaux vectoriel (Agilent 8722ES), de l'antenne de référence (antenne d'émission), de câbles RF et de l'antenne testée (antenne de réception). Les deux antennes sont séparées d'une distance  $d$  suffisante pour assurer un rayonnement dans la région du champ lointain. L'antenne de référence utilisée est l'antenne cornet AH-118 (Fig. 3.9), fabriquée par la société Antcom. Afin de bien caractériser l'antenne testée, toutes les caractéristiques de l'antenne de référence doivent être connues. Cette antenne présente une très bonne adaptation ( $|S_{11}|$  (dB) < -10 dB) sur une très large bande de fréquences allant de 1 GHz jusqu'à 18 GHz (utilisable à partir de 700 MHz). Son gain varie entre 3.6 et 12.6 dBi. Cette antenne est directive dans le sens de son ouverture avec un rayonnement polarisé linéairement. Son entrée est conçue de telle sorte à être adaptée à 50 Ohms afin d'être connectée à un connecteur SMA sans aucun dispositif d'adaptation. Cette antenne est très peu dispersive, ce qui permet de réduire fortement les déformations que peuvent subir les impulsions émises. On peut la pivoter de 90° afin de changer sa polarisation, pour mesurer généralement la polarisation croisée (cross-polarisation en anglais).

Le prototype de l'antenne proposée est placé en réception, fixée sur la tour mobile de la chambre et commandé. La tour peut réaliser un balayage de 360°, souvent de -180° à +180°, permettant de mesurer les diagrammes de rayonnement et gains dans différents plans.

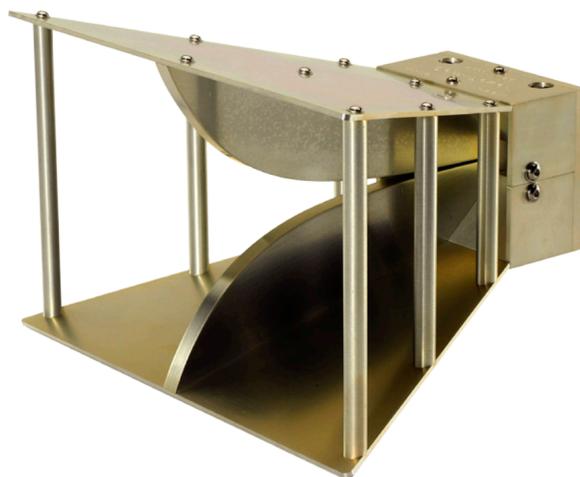


FIGURE 3.9 – L'antenne cornet, modèle AH-118.

L'analyseur de réseau vectoriel Agilent 8722ES est utilisé pour mesurer le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence, et par conséquent de déterminer la lar-

geur de la bande opérationnelle de l'antenne. Le principe de ce dispositif consiste à comparer l'onde incidente et l'onde réfléchiée par l'antenne testée dans un plan de référence imposé au cours de son calibration. Nous avons également utilisé à côté de l'analyseur de réseau, la chambre anéchoïque pour pouvoir mesurer les diagrammes de rayonnement et gains dans différents plans de rayonnement.

Pour mesurer le gain, le principe utilisé est basé sur la mesure de l'atténuation entre les deux antennes (signal émis et signal reçu), qui est reliée au gain par la fameuse formule de Friis (équation 3.1). Cette équation donne l'expression de la puissance reçue en fonction de la puissance émise, entre deux antennes de gains  $G_e$  et  $G_r$ , en espace libre :

$$P_r = P_e G_e G_r \left( \frac{\lambda_o}{4\pi d} \right)^2 \quad (3.1)$$

où :

- $P_e$  est la puissance en watts (W) délivrée à l'antenne d'émission (pertes d'adaptation et rendement non compris)
- $P_r$  est la puissance en watts (W) collectée sur l'antenne de réception (pertes d'adaptation et rendement non compris)
- $G_e$  est le gain linéaire de l'antenne d'émission
- $G_r$  est le gain linéaire de l'antenne de réception
- $d$  est la distance en mètres (m) séparant les deux antennes (l'antenne source et l'antenne sous test)
- $\lambda_0$  est la longueur d'onde en mètres (m) correspondant à la fréquence de travail dans le vide.

Cette équation est appelée aussi *équation des télécommunications*.

Les deux antennes sont suffisamment séparées d'une distance  $d$  assurant la condition de rayonnement en champ lointain, comme il a été établi dans l'équation 3.2 qui suit :

$$d \geq \frac{2D^2}{\lambda_o} \quad (3.2)$$

Sachant que  $D$  est le plus grand diamètre des deux antennes.

### 3.5 Résultats et discussion

Dans cette partie, nous présentons les différents résultats des caractéristiques d'une antenne à fente large bande, asymétrique, alimentée par une ligne coplanaire (CPW). La simulation de l'antenne proposée est réalisée par le logiciel de simulation Ansoft HFSS, basé sur la méthode des éléments finis (FEM). Les résultats de simulation sont très proches à ceux mesurés et un très bon accord a été montré.

Le champ électrique rayonné par l'antenne est présenté à différents instants sur la Fig. 3.10. Nous observons que le champ électrique tourne dans le sens des aiguilles d'une montre, lorsque le temps angulaire varie de  $\omega t = 0^\circ$  à  $\omega t = 270^\circ$  avec un pas de  $90^\circ$ . Ce résultat démontre que l'antenne proposée rayonne à polarisation circulaire gauche (LHCP) dans la direction  $+z$ .

La largeur de bande de l'antenne à  $-10$  dB est de 3.2 GHz, couvrant la plage de fréquences allant de 7 GHz à 10.2 GHz, comme il est montré sur la Fig. 3.11. L'antenne proposée possède une bande circulairement polarisée de 2.8 GHz, couvrant la bande de 7.4

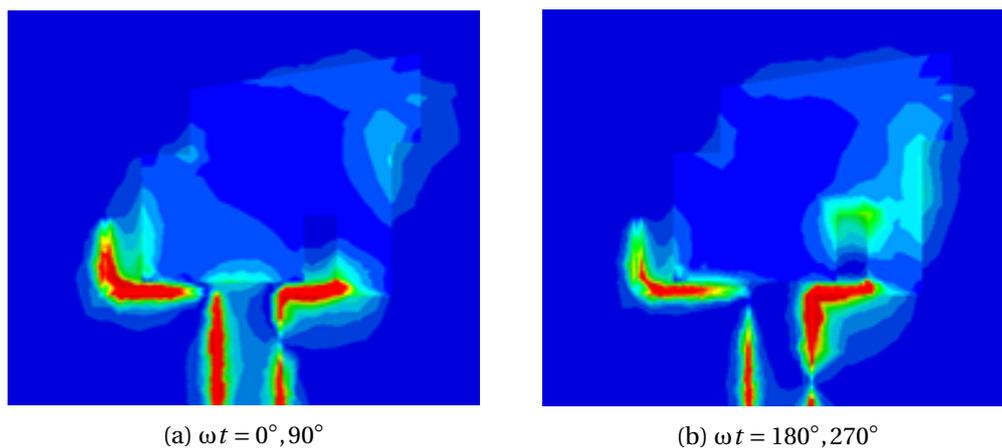


FIGURE 3.10 – Comportement de champ électrique à différents instants à 10 GHz de l'antenne optimisée.

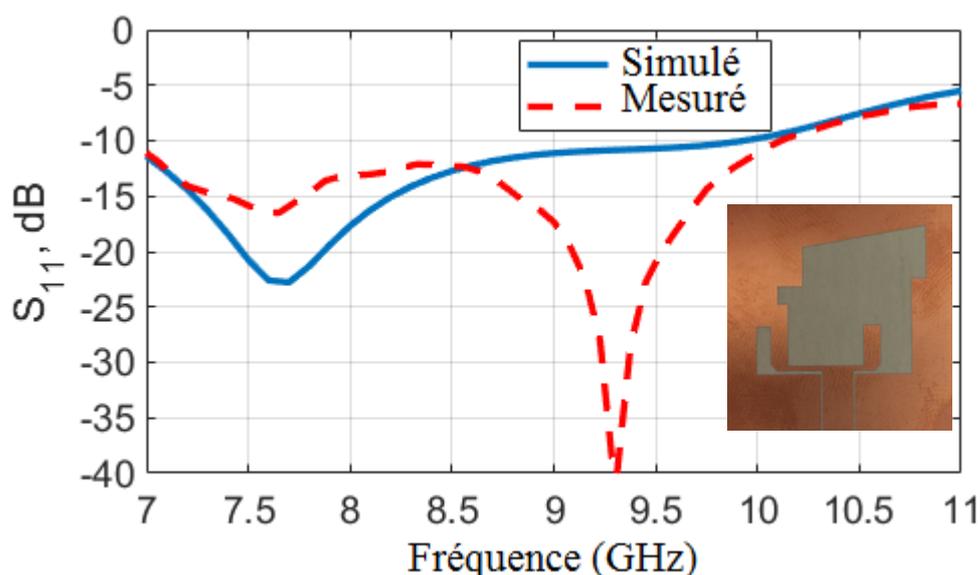


FIGURE 3.11 – L'amplitude de  $S_{11}$  en  $dB$  contre la fréquence en GHz de l'antenne optimisée; le photographe du prototype est inséré.

GHz à 10.2 GHz (Fig. 3.12). La valeur minimale du rapport axial (RA) est de 0.1  $dB$  observée pour des valeurs de fréquences de 7.5 GHz et 9.7 GHz. En fonction de la fréquence, la valeur maximale du gain réalisé est de 4  $dBi$  (Fig. 3.13).

D'après les résultats présentés par la Fig. 3.14, nous remarquons que les diagrammes de rayonnement aux fréquences de résonance 7 GHz et 9 GHz respectivement sont dans la direction verticale (broadside direction) et qu'il y a un très bon accord entre les résultats de mesure et ceux de simulation. Afin de bien visualiser la symétrie du diagramme de rayonnement, nous avons présenté le tracé sur deux plans  $xoz$  ( $\varphi = 0^\circ$ ) et  $yoz$  ( $\varphi = 90^\circ$ ). Nous observons que le rayonnement garde toujours la même direction suivant l'axe des  $z$ .

D'après les caractéristiques de l'antenne, décrites ci-dessus, nous pouvons conclure que l'antenne proposée peut fonctionner sur toute la bande de 7 à 10.2 GHz et qu'elle est circulairement polarisée sur la bande allant de 7.4 GHz à 10.2 GHz, avec une très bonne

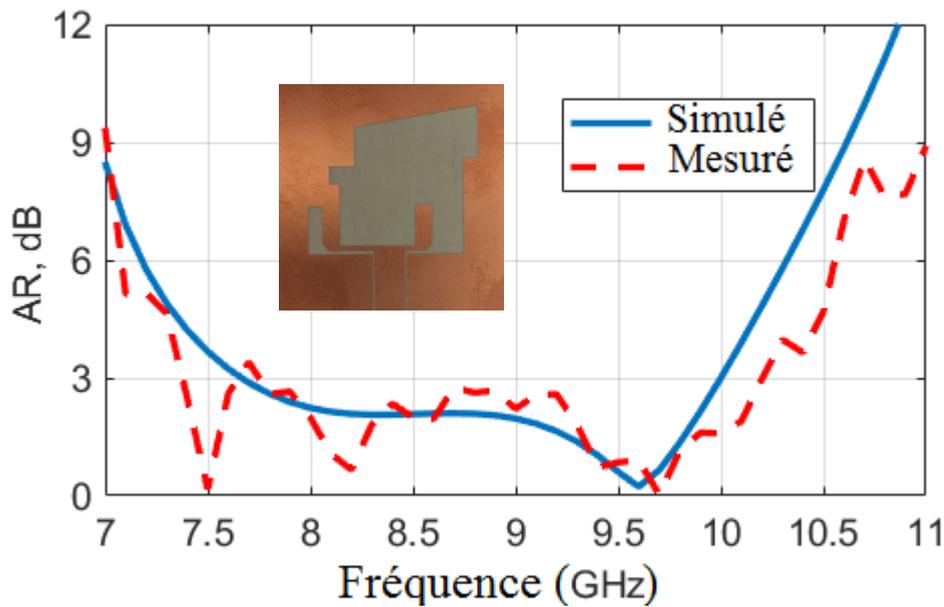


FIGURE 3.12 – Rapport axial en  $dB$  contre la fréquence en GHz de l'antenne optimisée.

stabilité en termes de direction du lobe principal.

Le tableau 3.1 compare les performances de l'antenne proposée à celles décrites dans la littérature. La géométrie proposée montre une grande stabilité du lobe principal par rapport à d'autres géométries du même ordre de complexité [2–4]. Les antennes ayant une bonne stabilité sont en contrepartie caractérisées par une complexité élevée. Par exemple dans [7], l'antenne proposée est une structure non-planaire, avec des formes complexes, de grande taille, ce qui rend l'antenne très coûteuse. De même, dans [8, 11] les deux structures contiennent des multicouches, donc une complexité élevée malgré qu'une bonne stabilité de rayonnement a été montrée. Les travaux dans [12, 13] montrent des bandes à polarisation circulaire étroites avec des géométries complexes. La majorité des structures utilisent des substrats plus épais afin d'augmenter la bande passante, contrairement à notre géométrie qui occupe une hauteur très mince de  $0.25 \text{ mm}$  ( $0.005\lambda_0$ ), dans une large gamme de fréquences. L'antenne que nous avons proposée est donc l'une des plus petites et possède une bande passante adéquate. Aussi, la simplicité de la géométrie proposée facilite la transition vers une autre bande de fréquences.

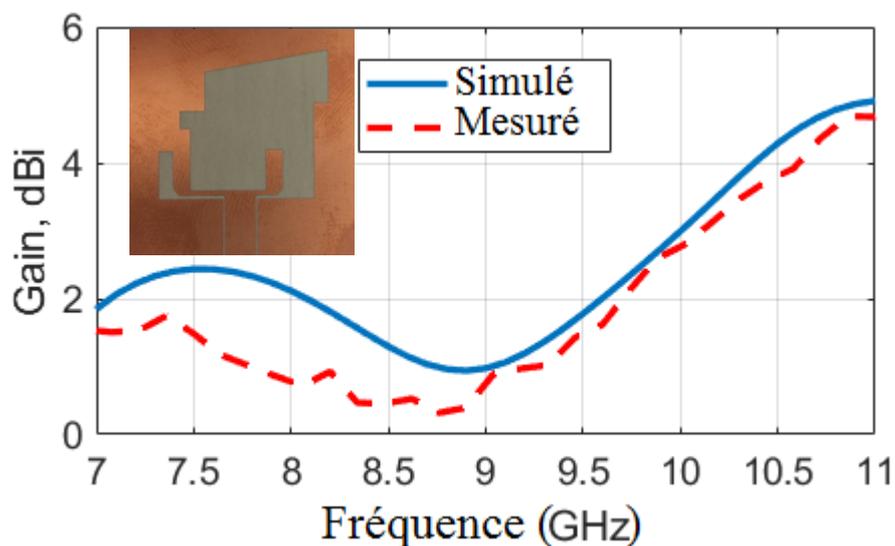


FIGURE 3.13 – Gain réalisé en  $dBi$  en fonction de la fréquence en GHz de l'antenne optimisée.

TABLEAU 3.1 – Comparaison entre l'antenne proposée et celles publiées dans la littérature.

Réf.	RA à 3- $dB$ (GHz)	Gain ( $dBi$ )	$\epsilon_r$	taille ( $mm^3$ )	Stabilité	Complexité
[2]	1.26–4.68 (115.2%)	4.51	4.4	90×100×1	faible	faible
[3]	4.9–6.9 (32.2%)	4.32	4.4	60×60×0.8	faible	faible
[4]	3.22–5.9 (58.7%)	6.18	3.5	38×38×1.52	faible	faible
[7]	2–3.1 (42.7%)	8.4	N/A	150×150×32	large	large
[8]	3.5–4 (16%)	8.8	2.55	76×76×16.13	large	large
[11]	5.72–6.62 (15.5%)	11.5	2.2/1.2	100×100×23.25	large	large
[12]	7.72–8.04 (4.06%)	3.8	4.4	80×80×5	large	large
[13]	4.09–4.26 (4.1%)	11.02	N/A	110×110×5	large	large
Ant. Propo. [14]	7.4–10.2 (31.82%)	4	2.94	24×22×0.25	large	faible

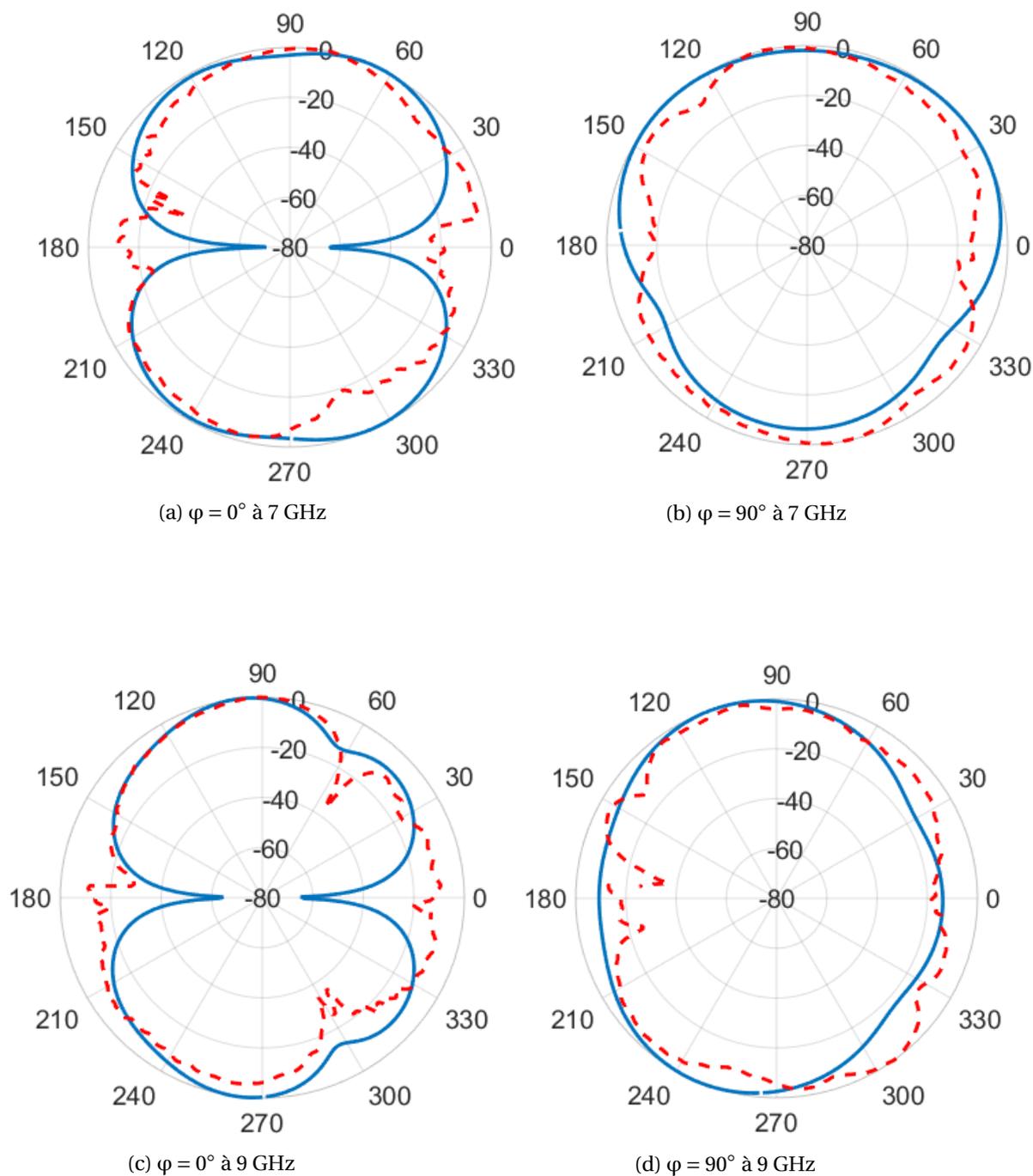


FIGURE 3.14 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée; la ligne discontinue en rouge représente les mesures et la ligne continue en blue représente la simulation.

### 3.6 Conclusion

Nous avons conçu et mis au point une antenne large bande à polarisation circulaire à l'aide de l'outil de simulation Ansoft HFSS (version 2018), basé sur la méthode rigoureuse des éléments finis (FEM). L'antenne proposée couvre une très large gamme de fréquences allant de 7 GHz à 10.2 GHz (largeur de 3.2 GHz). Cette antenne a une largeur de bande à polarisation circulaire de 7.4 GHz à 10.2 GHz avec un gain maximal au alentour de 4 *dBi* dans la direction verticale (broadside direction). Nous avons mis en évidence toutes les étapes de conception, de fabrication et de mesure. Nous avons réussi à stabiliser la direction du lobe principal dans la direction souhaitée sur toute la bande opérationnelle de l'antenne. Nous avons fabriqué avec succès le prototype de l'antenne proposée et des mesures de caractérisation ont par la suite été effectuées. Les résultats de mesures montrent une très bonne concordance avec ceux de la simulation. Par rapport aux nombreux travaux récemment publiés, les performances de l'antenne proposée sont remarquables. A cet effet, la structure d'antenne proposée doit pouvoir répondre aux besoins pratiques dans plusieurs applications en bande X. Cette antenne présente aussi un potentiel d'élargissement de sa bande passante, nécessitant une optimisation additionnelle, peut être classé dans les perspectives de ce travail.

# Bibliographie

- [1] M. Midya, S. Bhattacharjee, and M. Mitra, "Pair of grounded l strips loaded broadband circularly polarised square slot antenna with enhanced axial ratio bandwidth," *Electronics Letters*, vol. 54, no. 15, pp. 917–918, 2018.
- [2] R. Xu, J. Li, J. Liu, S. G. Zhou, and K. Wei, "Uwb circularly polarised slot antenna with modified ground plane and l-shaped radiator," *Electronics Letters*, vol. 54, no. 15, pp. 918–920, 2018.
- [3] J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, N. Felegari, and H. Shirzad, "Broadband cpw-fed circularly polarized square slot antenna with inverted-l strips for uwb applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 369–372, 2011.
- [4] T. Tuan Le, V. Hoang The, and H. Chang Park, "Simple and compact slot-patch antenna with broadband circularly polarized radiation," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 7, pp. 1634–1641, 2016.
- [5] S.-P. Pan, J.-Y. Sze, and P.-J. Tu, "Circularly polarized square slot antenna with a largely enhanced axial-ratio bandwidth," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 969–972, 2012.
- [6] C. Chen, E. Yung, and B. Hu, "Miniaturised cpw-fed circularly polarised corrugated slot antenna with meander line loaded," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 25, pp. 1404–1405, 2007.
- [7] H.-G. Xue, X.-X. Yang, Z. Ma, and Y. Wang, "Single-fed broadband circularly polarised dipole antenna with simple structure," *Electronics Letters*, vol. 53, no. 3, pp. 134–136, 2017.
- [8] C. Zhang, X. Liang, X. Bai, J. Geng, and R. Jin, "A broadband dual circularly polarized patch antenna with wide beamwidth," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1457–1460, 2014.
- [9] X. Yang, Y. Z. Yin, W. Hu, and S. L. Zuo, "Low-profile, small circularly polarized inverted-l antenna with double-folded arms," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 767–770, 2010.
- [10] K. Hwang, "Broadband circularly-polarised spidron fractal slot antenna," *Electronics Letters*, vol. 45, no. 1, pp. 3–4, 2009.
- [11] K. P. E. Nasimuddin and A. Verma, "Wideband high-gain circularly polarized stacked microstrip antennas with an optimized c-type feed and a short horn," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 56, no. 2, pp. 578–581, 2008.
- [12] G. Varshney, R. Singh, V. S. Pandey, and R. S. Yaduvanshi, "Circularly polarized two-port mimo dielectric resonator antenna," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 91, pp. 19–28, 2020.

- [13] Q.-Q. Chen, J.-Y. Li, G.-W. Yang, and Y.-X. Ding, "Single-fed high-gain circularly polarized microstrip antenna," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 83, pp. 151–159, 2019.
- [14] 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.

## Chapitre 4

# Conception d'une Antenne Patch Spirale à Faible Coût et à Polarisation Circulaire Servant les Applications Ultra Large Bande

### Sommaire

---

<b>4.1 Introduction</b> . . . . .	<b>81</b>
<b>4.2 Conception de l'antenne proposée</b> . . . . .	<b>81</b>
<b>4.3 Résultats et discussion</b> . . . . .	<b>85</b>
<b>4.4 Conclusion</b> . . . . .	<b>89</b>

---

## 4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la conception d'une antenne patch spirale à polarisation circulaire, couvrant une ultra large gamme de fréquences. Nous avons choisi les outils de simulation Microwave CST studio et Ansoft HFSS, qui sont basés respectivement sur la technique d'intégration finie (FIT) et la méthode des éléments finis (FEM). Le but de ce travail est de stabiliser le rayonnement d'une antenne patch planaire circulairement polarisée qui opère sur une ultra large bande de fréquences allant de 4.5 GHz à 12 GHz. Nous décrivons en premier lieu la stratégie menée dans la conception de l'antenne proposée. Nous présentons également le scénario de l'antenne avec les résultats du rapport axial et du comportement de champ. Ensuite, nous présentons et discutons tout le reste des résultats obtenus par la géométrie de l'antenne finale proposée.

## 4.2 Conception de l'antenne proposée

La stratégie menée dans la conception de l'antenne proposée a été conçue sur la base d'une profonde recherche dans la littérature (état de l'art), comprenant les propriétés et les caractéristiques de base des antennes patches planaires ainsi que les techniques récemment utilisées pour améliorer leurs performances, en termes de largeur de bande, de gain, de polarisation, de stabilité de rayonnement, etc. Cela nécessite alors la bonne maîtrise des principes de fonctionnement des antennes ainsi que les principaux paramètres qui affectent leurs performances. Nous entamons la conception de l'antenne par définir ses paramètres à concevoir en fonction de l'objectif visé (cahier de charge). La conception de l'antenne à l'aide des outils de simulation Ansoft HFSS et Microwave CST ont permis de trouver les dimensions optimales de la structure. Ces puissants logiciels, permettent alors d'optimiser les différents paramètres de l'antenne de telle façon que ses performances puissent répondre aux spécifications du cahier de charge. Après avoir effectué une optimisation sur les dimensions de l'antenne initialement proposée, une version de cette dernière satisfaisant aux spécifications imposées a été mise au point.

Avant d'obtenir les résultats optimaux, une étude paramétrique est réalisée. Le scénario de conception de l'antenne est décrit sur la Fig. 4.1, où le même plan de masse est conservé dans toutes les étapes. À partir d'une antenne patch conventionnelle à polarisation circulaire, alimentée en diagonale par ligne microbande (Fig. 4.1a), une fente est ajoutée au centre en évitant la région centrale (Fig. 4.1b). Le champ de l'antenne résultante est donc forcé de suivre naturellement la voie circulaire. Pour améliorer encore les performances de l'antenne, une petite bande supplémentaire est ajoutée afin d'obtenir une forme spirale. La Figure 4.1c. présente l'antenne finale. Ce choix est basé sur un compromis de toutes les fonctionnalités, à savoir la bande passante, le gain, la stabilité du lobe principal et la bande à polarisation circulaire.

L'antenne conçue est composée d'un substrat diélectrique RO4003C caractérisé par une constante diélectrique de 3.38, une tangente de perte diélectrique de 0.0027 et une hauteur de 1.524 mm. L'épaisseur de cuivre choisie est de 0.0175 mm, afin de faciliter le découpage du substrat. Toutes les dimensions optimisées sont mentionnées dans le titre de la Fig. 4.2. Cette dernière présente la géométrie de l'antenne finale optimisée. La taille globale de cette antenne est de  $38 \times 30 \times 11.524 \text{ mm}^3$  ( $0.57\lambda_o \times 0.45\lambda_o \times 0.17\lambda_o$ ). La forme spirale de l'antenne proposée était la cause d'un déclenchement de la polarisation circulaire. Dans l'objectif d'obtenir les résultats attendus, une rigoureuse optimisation a été effectuée.

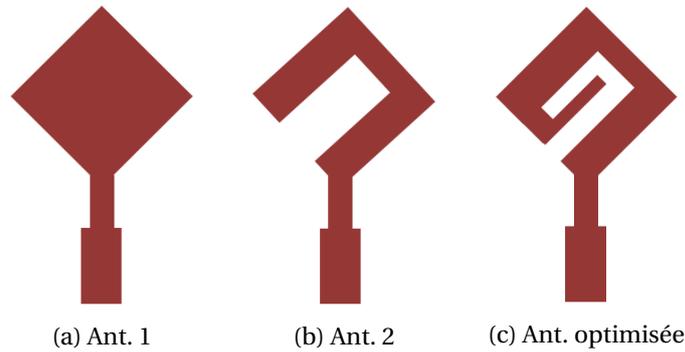


FIGURE 4.1 – Évolution de l'antenne proposée.

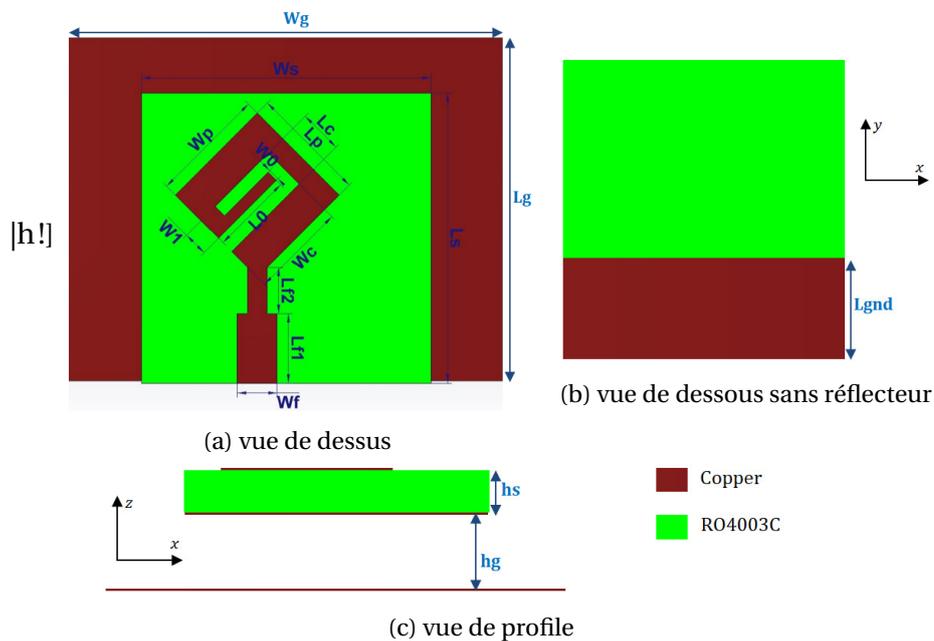


FIGURE 4.2 – L'antenne optimisée :  $W_g=38$ ,  $h_s=1.524$ ,  $L_{gnd}=9.5$ ,  $W_c=8.25$ ,  $L_g=30$ ,  $h_g=10$ ,  $L_{f1}=6$ ,  $W_0=1$ ,  $W_s=25$ ,  $W_p=10$ ,  $L_{f2}=4$ ,  $W_1=2.14$ ,  $L_s=25$ ,  $L_p=10$ ,  $W_f=3.44$ ,  $L_0=7.04$  (toutes les dimensions en mm).

La Figure 4.3 affiche la variation du rapport axial (RA) en  $dB$  en fonction de la fréquence en GHz, pour différentes géométries de l'antenne. Ce qui ressort de cette Figure, c'est la large gamme de fréquences à polarisation circulaire, qui est considérablement augmentée. La courbe inférieure, correspondant à la Fig. 4.1c est sélectionnée, dans laquelle le RA est inférieur à  $3-dB$  dans une bande passante plus large. Pas seulement la bande de fréquences à polarisation circulaire qu'est large, mais également le potentielle de l'antenne d'avoir la courbe la plus basse du rapport axial qui peut couvrir toute l'ultra large bande. En effet, la suite de ce travail entre dans le cadre des perspectives de ce travail.

La Figure 4.4 représente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, pour les trois géométries de l'antenne proposée. La plus large bande de fréquences est obtenue à travers la forme spirale (Ant. optimisée), dont elle est caractérisée aussi par la plus large bande à polarisation circulaire par rapport aux deux premières géométries (Ant. 1 et Ant. 2). L'antenne spirale nous donne de très bons résultats en termes de gain réalisé qu'est très proche du gain réalisé de la deuxième antenne (Ant. 2) pour les trois

géométries, comme il a été affiché sur la Fig. 4.5.

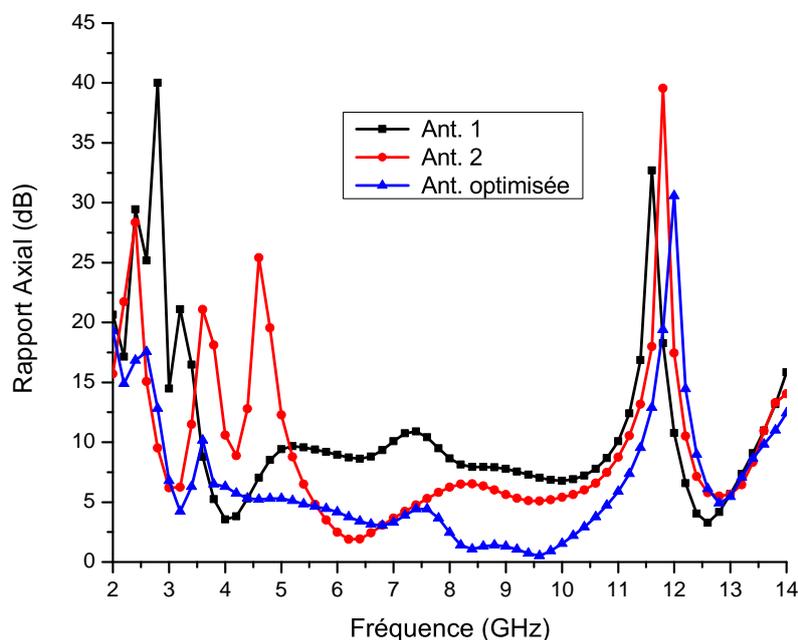


FIGURE 4.3 – Rapport axial en  $dB$  contre la fréquence en GHz pour différentes géométries de l'antenne proposée.

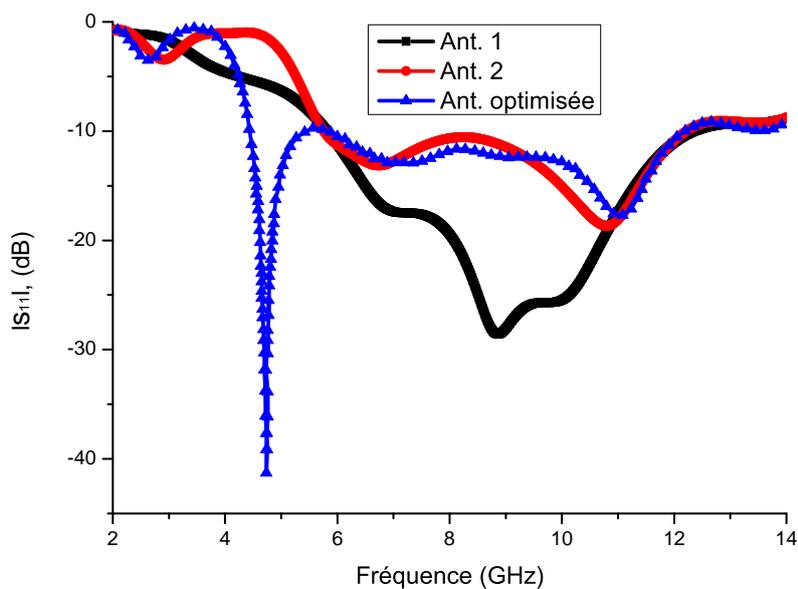


FIGURE 4.4 – Coefficient de réflexion  $|s_{11}|$  en  $dB$  contre la fréquence en GHz pour différentes géométries de l'antenne proposée.

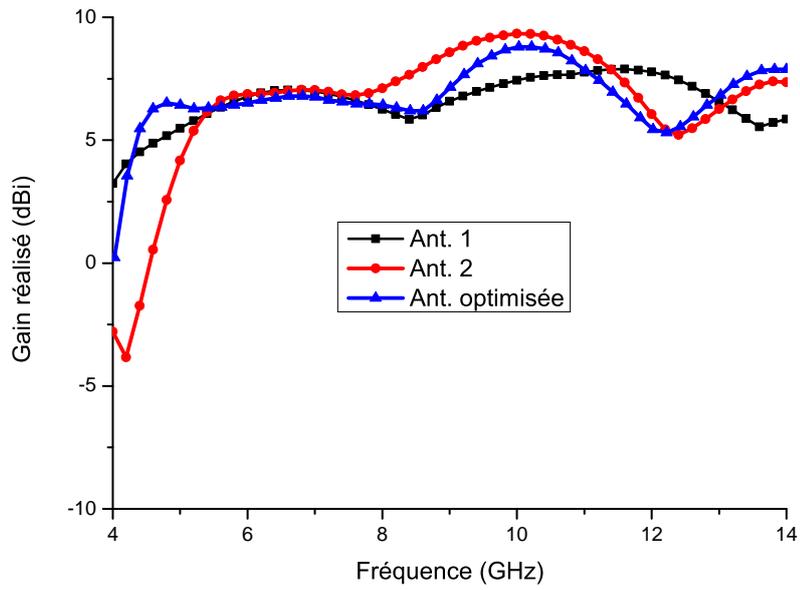


FIGURE 4.5 – Gain réalisé en  $dBi$  contre la fréquence en GHz pour différentes géométries de l'antenne proposée.

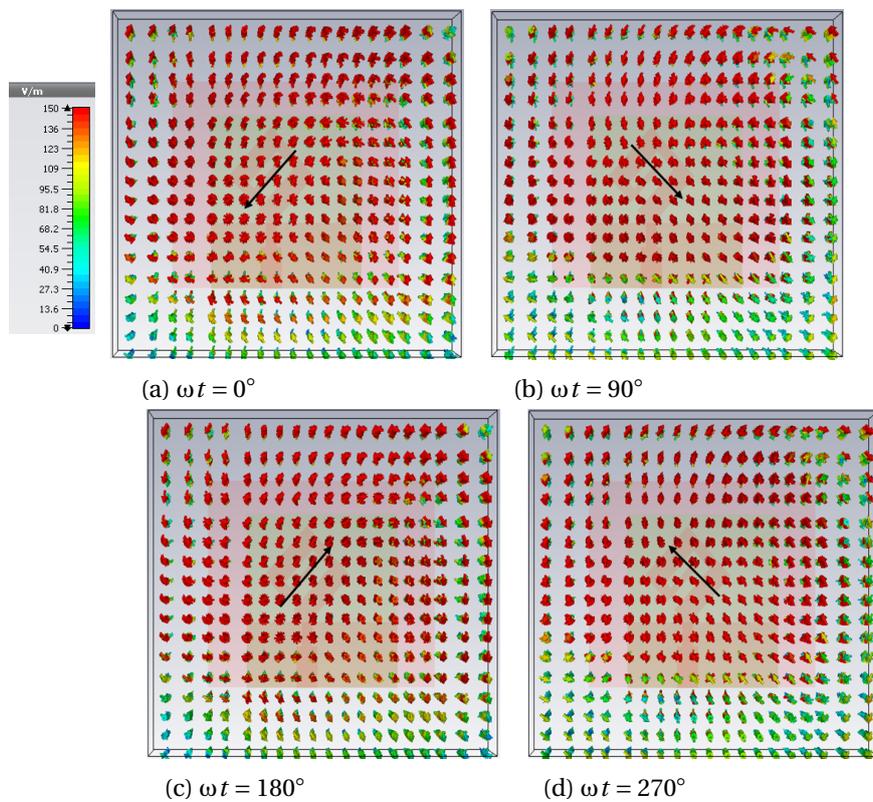


FIGURE 4.6 – Comportement de champ électrique à différents instants, à 9 GHz.

### 4.3 Résultats et discussion

Dans ce travail, une antenne patch spirale large bande, alimentée par ligne micro-bande, est proposée. Les calculs sont effectués par les outils de simulation Ansoft HFSS et CST qui sont respectivement basés sur la méthode des éléments finis (FEM) et la technique d'intégration finie (FIT). Les résultats de simulation des deux simulateurs sont très proches et un très bon accord a été montré.

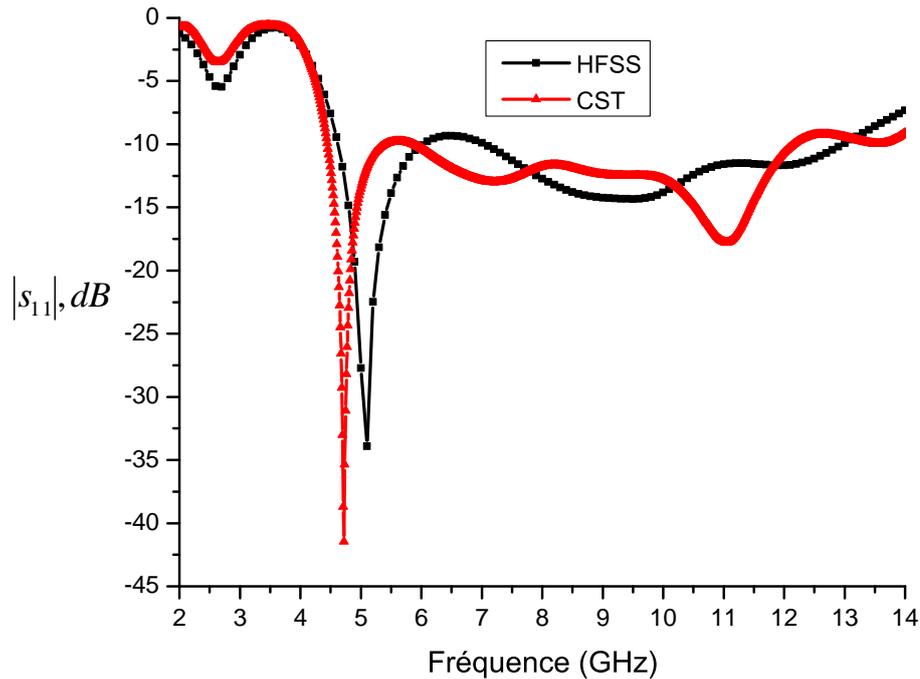


FIGURE 4.7 – Coefficient de réflexion  $|s_{11}|$  en  $dB$  en fonction de la fréquence en GHz de l'antenne proposée optimale.

Le champ électrique rayonné par l'antenne proposée est présenté à différents instants, comme illustré à la Fig. 4.6. Le vecteur champ électrique tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre lorsque le temps angulaire variant de  $\omega t = 0^\circ$  à  $\omega t = 270^\circ$  avec un pas de  $90^\circ$ . Cela démontre que l'antenne proposée rayonnant à polarisation circulaire droite (RHCP) dans la direction des  $z$  positifs ( $+z$ ). On peut facilement faire commuter la RHCP vers la polarisation circulaire gauche (LHCP) en inversant la forme en spirale par rapport à l'axe  $y$ . Sa largeur de bande à  $-10\text{ dB}$  est de  $7.5\text{ GHz}$ , couvrant la plage de fréquences allant de  $4.5\text{ GHz}$  à  $12\text{ GHz}$ , comme il a été présenté à la Fig. 4.7. Comme on peut le voir sur la Fig. 4.8, l'antenne proposée ayant une bande circulairement polarisée de  $2.53\text{ GHz}$ , couvrant la bande allant de  $7.91\text{ GHz}$  à  $10.44\text{ GHz}$ , avec une valeur minimale du rapport axial (RA) de  $0.1\text{ dB}$  à  $9.1\text{ GHz}$ . La variation du gain réalisé en fonction de la fréquence est représentée à la Fig. 4.9 et un gain maximal au alentour de  $8.85\text{ dBic}$  est obtenu dans la bande opérationnelle à la fréquence de  $10.5\text{ GHz}$ . Cette Figure compare l'évolution des valeurs maximales du gain avec le gain dans la direction du  $\theta = 20^\circ$  et  $\phi = 135^\circ$ , dans lesquels, ils sont fortement corrélés. Cela confirme que le maximum de l'énergie est rayonné dans cette direction, où le RA est estimé. Avec de toutes ces fonctionnalités, l'antenne proposée montre sa capacité de fonctionner efficacement dans les

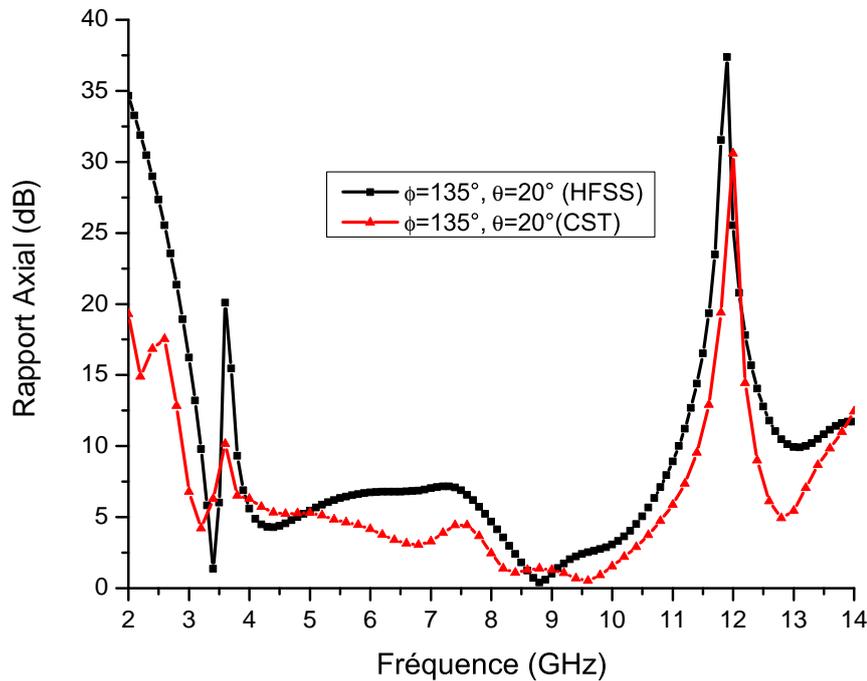


FIGURE 4.8 – Rapport axial en  $dB$  contre la fréquence en GHz de l'antenne optimisée.

bandes C et X, comprenant un grand nombre d'applications, telles que : radar, communications par satellite, téléphones cellulaires et réseaux informatiques sans fils, où les APC sont fortement recommandées.

Le tableau 4.1 met en évidence une comparaison entre les antennes large bande à polarisation circulaire disponibles dans la littérature et celle proposée. Par rapport aux conceptions comparables en termes de complexité, comme dans [2, 3, 6–8, 10, 11], celle proposée montre le gain le plus élevé avec un profil plus faible. En revanche, les travaux en [1, 4, 5, 9] sont d'une grande complexité, même leurs performances sont satisfaisantes.

Comme l'indique la Fig. 4.10, les diagrammes de rayonnement, correspondant à polarisation circulaire droite (RHCP) et à polarisation circulaire gauche (LHCP), sont bien séparés respectivement à la fréquence de 9 GHz. Afin de bien visualiser la symétrie du diagramme de rayonnement, il est tracé dans deux plans  $xoz$  ( $\varphi = 0^\circ$ , Fig. 4.10a) et  $yoz$  ( $\varphi = 90^\circ$ , Fig. 4.10b).

On peut facilement observer que le rayonnement RHCP est dans la direction des  $z$  positifs, tandis que le LHCP est dans la direction des  $z$  négatifs, avec une très bonne isolation entre eux. Cette isolation dépasse les  $15\text{ dB}$  dans la direction du  $\theta = 20^\circ$  et  $\varphi = 135^\circ$ , sur toute la plage de fréquences utilisable.

Avec toutes ces performances, l'antenne peut fonctionner parfaitement sur toute la bande de 7.91 à 10.44 GHz à polarisation circulaire avec de très bonne stabilité en termes de direction du lobe principal et de gain.

TABEAU 4.1 – Récapitulatif d'une comparaison entre l'antenne proposée et celles disponibles dans la littérature.

Réf.	BP à 10-dB (GHz)	RA à 3-dB (GHz)	Gain max. (dBi)	$\epsilon_r$	Taille (mm <sup>3</sup> )	Stabilité de rayonnement	Complexité
[1]	1.82–6.5	1.85–6	8	4.6	53×53×47	Large	Large
[2]	3.12–11.7	3.42–6.44	2	4.4	48×31×1	Faible	Faible
[3]	3.48–7.83	4.58–7.23	1.9	4.4	24×25×1	Faible	Faible
[4]	3.28–6.76	3.61–6.05	8.75*	2.65	28×28×15	Large	Large
[5]	1.9–8.5	2–6	7.50	4.4	36×36×20	Large	Large
[6]	1.80–6.61	1.83–6.35	4.50	4.4	48×48×1	Faible	Faible
[7]	1.38–6.91	1.38–6.4	3.49	4.4	40×40×1	Faible	Faible
[8]	3.5–9.25	4.6–6.9	4.50	4.4	25×25×1.6	Faible	Faible
[9]	5.1–10	5.2–9.1	12.10	2.33	101×101×12.5	Faible	Large
[10]	2.25–7.35	2.05–6.55	6.50*	4.4	49×55×1.5	Faible	Faible
[11]	2.37–9	3.22–5.9	6.18	3.5	38×38×1.524	Faible	Faible
Propo.	4.5–12	7.91–10.44	8.85	3.38	38×30×11.524	Large	Faible

\*Les valeurs sont estimées à partir des courbes, elles ne sont pas données.

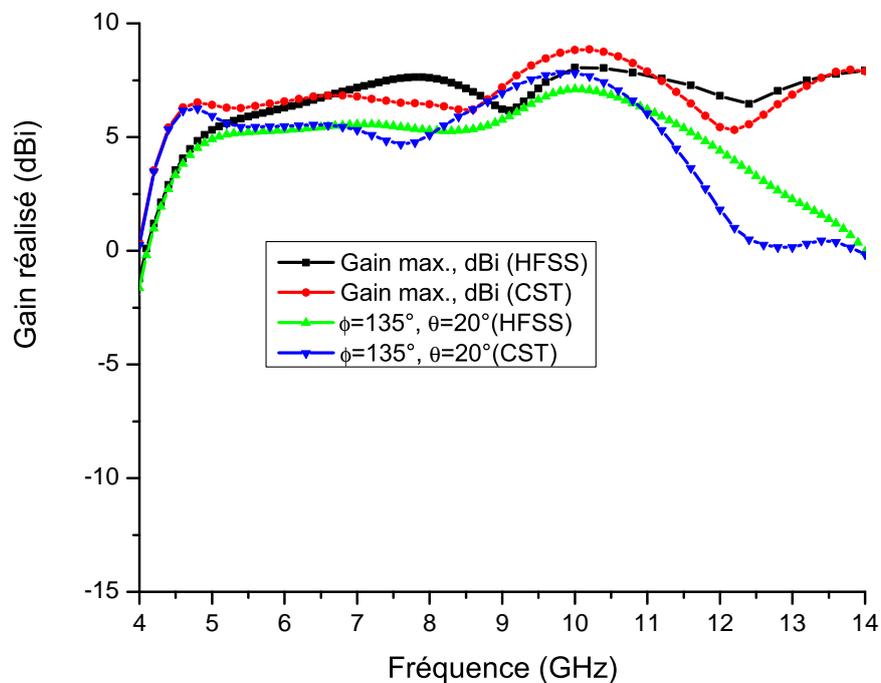
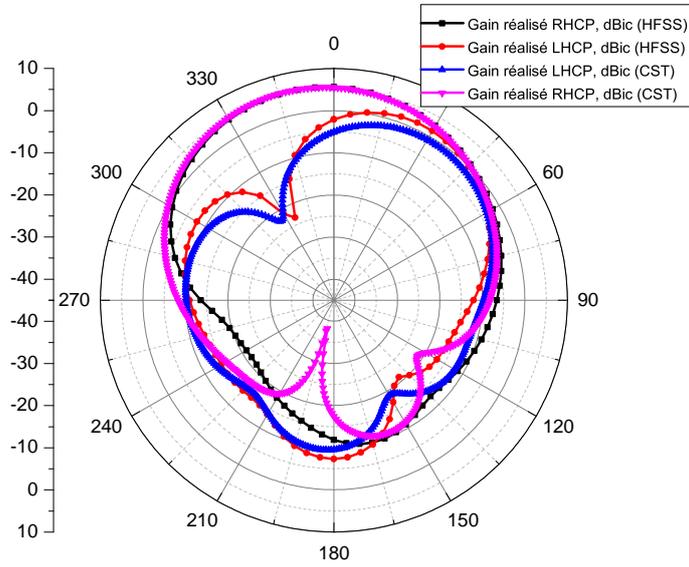
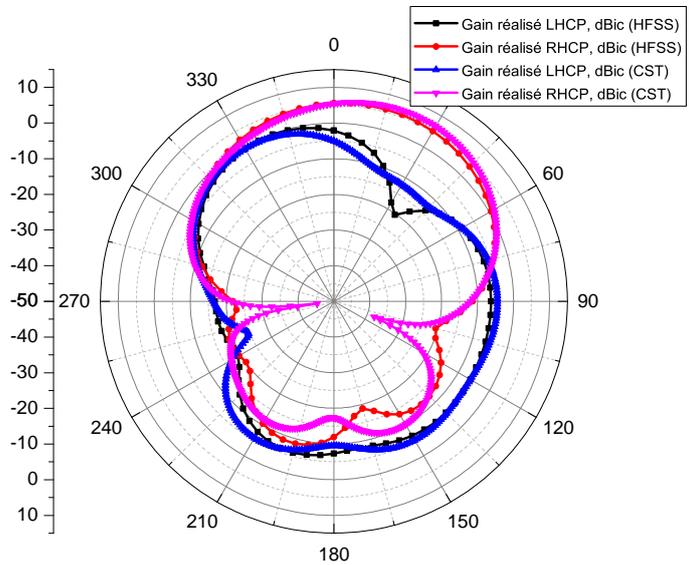


FIGURE 4.9 – Gain réalisé en dBi en fonction de la fréquence en GHz de l'antenne optimisée.



(a)  $\phi = 0^\circ$



(b)  $\phi = 90^\circ$

FIGURE 4.10 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée à 9 GHz, (a)  $\phi = 0^\circ$  (plan  $xoz$ ) et (b)  $\phi = 90^\circ$  (plan  $yoZ$ ).

## 4.4 Conclusion

Nous avons conçu une antenne patch spirale, large bande à polarisation circulaire à l'aide des outils de simulation Ansoft HFSS et Microwave CST studio. Ces derniers ont montré une forte concordance entre eux. La géométrie proposée fonctionne dans la bande de fréquences allant de 4.5 GHz à 12 GHz (largeur de 7.5 GHz) et présente également une large bande à polarisation circulaire de 7.91 GHz à 10.44 GHz (largeur de 2.53 GHz). De plus, cette structure d'antenne présente un gain crête élevé de 8.85 *dBi* avec un rayonnement très stable. Le principe de fonctionnement de l'antenne conçue est bien démontré. Les fonctionnalités obtenues associées à une large simplicité rendent l'antenne adaptée à un grand nombre d'applications sans fils dans les bandes C et X, y compris les applications radar, les communications par satellite, les téléphones cellulaires et les réseaux informatiques sans fils, dont les antennes à polarisation circulaire sont fortement requises. Par rapport à beaucoup de travaux dans la littérature, les performances obtenues à travers cette antenne ont été largement améliorées. L'antenne proposée présente également la possibilité d'élargissement de sa bande passante, conditionnée à une optimisation additionnelle, prévue dans le cadre des perspectives de ce travail.

# Bibliographie

- [1] X. Ding, Z. Zhao, Y. Yang, Z. Nie, and Q. H. Liu, "A compact unidirectional ultrawideband circularly polarized antenna based on crossed tapered slot radiation elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 12, pp. 7353–7358, 2018.
- [2] H. Zhai, D. Yang, L. Xi, and D. Feng, "A new cpw-fed broadband circularly polarized printed monopole antenna for uwb application," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 2, pp. 364–369, 2018.
- [3] L. Zhang, Y.-C. Jiao, Y. Ding, B. Chen, and Z.-B. Weng, "Cpw-fed broadband circularly polarized planar monopole antenna with improved ground-plane structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 9, pp. 4824–4828, 2013.
- [4] J. Wei, X. Jiang, and L. Peng, "Ultrawideband and high-gain circularly polarized antenna with double-y-shape slot," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1508–1511, 2017.
- [5] Y.-W. Zhong, G.-M. Yang, J.-Y. Mo, and L.-R. Zheng, "Compact circularly polarized archimedean spiral antenna for ultrawideband communication applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 129–132, 2016.
- [6] R. Xu, J.-Y. Li, J.-J. Yang, K. Wei, and Y.-X. Qi, "A design of u-shaped slot antenna with broadband dual circularly polarized radiation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 6, pp. 3217–3220, 2017.
- [7] D. Chandu and S. Karthikeyan, "Broadband circularly polarized printed monopole antenna with protruded l-shaped and inverted l-shaped strips," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 1, pp. 242–248, 2018.
- [8] M. S. Ellis, Z. Zhao, J. Wu, X. Ding, Z. Nie, and Q.-H. Liu, "A novel simple and compact microstrip-fed circularly polarized wide slot antenna with wide axial ratio bandwidth for c-band applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 4, pp. 1552–1555, 2016.
- [9] J. B. Dia'aaldin, S. Liao, and Q. Xue, "Wideband unidirectional circularly polarized antenna with l-shaped radiator structure," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 12–15, 2016.
- [10] H. Tang, K. Wang, R. Wu, C. Yu, J. Zhang, and X. Wang, "A novel broadband circularly polarized monopole antenna based on c-shaped radiator," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 964–967, 2016.
- [11] T. Tuan Le, V. Hoang The, and H. Chang Park, "Simple and compact slot-patch antenna with broadband circularly polarized radiation," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 7, pp. 1634–1641, 2016.

# **Conclusion Générale**

L'objectif de ce travail de thèse était de concevoir des structures d'antennes patchs planaires à polarisation circulaire, dont des caractéristiques répondent favorablement aux exigences imposées par le marché. Nous avons analysé et étudié les structures d'antennes proposées par les logiciels de simulation HFSS et CST. Afin de valider nos résultats de simulation, nous avons fabriqué des prototypes d'antennes et des mesures expérimentales ont été menées. Une bonne concordance a été obtenue entre les résultats mesurés et ceux issus de la simulation.

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les caractéristiques des antennes en général et celles des antennes patchs en particulier. Nous avons présenté par la suite leurs caractéristiques, leurs domaines d'utilisation, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Aussi, nous avons décrit les différentes techniques d'alimentation des antennes patchs. Une présentation des méthodes d'analyse les plus couramment utilisées dans la conception des antennes patchs a clôturé ce chapitre.

Le deuxième chapitre a traité la théorie de la polarisation de l'onde électromagnétique, comprenant la sphère de Poincaré et les différents mécanismes typiques d'antennes patchs planaires avec lesquels on peut générer une onde circulairement polarisée. Ce type de polarisation est très utile en pratique vu ses divers avantages par rapport aux autres types. S'en est suivi, une comparaison entre les différents mécanismes utilisés, avec lesquels on peut concevoir des antennes patchs circulairement polarisés.

Le troisième chapitre a été consacré à la conception et à la fabrication d'une antenne patch plane à polarisation circulaire, couvrant une très large gamme de fréquences et expose une grande stabilité du lobe principal dans une large bande. Nous avons choisi un outil de simulation puissant et efficace, basé sur la technique rigoureuse des éléments finis (FEM).

La première géométrie proposée est une antenne fente à polarisation circulaire à faible coût de fabrication, caractérisée par une large bande de fréquences. L'antenne est alimentée par une ligne CPW pour pouvoir exciter une fente asymétrique via deux bras de longueurs différentes. Les deux bras ont une excitation déphasée de  $180^\circ$  entre eux. L'antenne a atteint une large bande de fréquences à polarisation circulaire avec un rayonnement stable à faible profil. La plage de fréquences de 3.2 GHz (7–10.2 GHz) est obtenue. Elle couvre complètement la bande passante à polarisation circulaire de 2.8 GHz (7.4–10.2 GHz) avec un gain maximal au alentour de 4 *dBi*. L'antenne proposée rayonne dans les deux sens de la direction verticale (broadside direction), avec des performances de rayonnement très stables. Ces résultats significatifs associés à une transition de fréquence facile rendent l'antenne adaptée à un grand nombre d'applications sans fils en bande X ainsi que dans d'autres bandes. La géométrie proposée peut fonctionner dans une bande passante à polarisation circulaire plus large à condition d'effectuer préalablement une optimisation additionnelle.

La deuxième géométrie proposée est une antenne patch spirale à polarisation circulaire, couvrant une ultra large bande de fréquences allant de 4.5 GHz à 12 GHz. Elle est circulairement polarisée de 7.91 GHz à 10.44 GHz. Cette antenne rayonne de façon directive dans la direction du  $\theta = 20^\circ$ ,  $\varphi = 135^\circ$ , avec de très bonne stabilité et un gain atteint les 8.85 *dBi*.

Les résultats obtenus constituent une importante contribution dans la conception des antennes patchs miniaturisées large bande à polarisation circulaire et à rayonnement stable. Ces structures sont adaptées pour être utilisées dans plusieurs applications entre autres les applications radars et satellites.

Tous les résultats obtenus avec les deux structures d'antennes proposées sont très satisfaisants, par comparaison avec les résultats d'autres géométries d'antennes disponibles dans la littérature. En effet, toutes les performances obtenues avec nos antennes étaient meilleures en termes de stabilité du lobe principal et de simplicité de conception.

Les travaux de recherche futurs porteront sur la conception de nouvelles structures d'antennes circulairement polarisées, couvrant toute l'ultra large bande, de rayonnement et de gain stables. Ces antennes seront conçues dans l'objectif d'assurer une capacité constante et permanente des systèmes de communication sans fil.

### **Bilan Scientifique**

#### **Revue Internationale**

Belhedri, A., Messai, A., Denidni, T. A., & Mekimah, B. (2019). "Study of Bandwidth and Resonant Frequency of a Rectangular Superconducting Thin Film Patch Antenna at Temperatures near  $T_c$ ." *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, 34 (12).

Mekimah, B., Abderraouf, & Belhedri, A. (2020) "Analysis of the effect of dielectric losses on the bandwidth of microstrip patch antenna in stacked geometry and modelling." *SN Applied Sciences Journal* (2)767 springer.

Boualem Mekimah, Tarek Djerafi, Abderraouf Messai & Abdelkrim Belhedri, (2020) "Broadband Circularly Polarized CPW-fed Asymmetrically-shaped Slot Patch Antenna for X Band Applications." *PIER Letters Journal*, 91, 137-143.

Boualem Mekimah, Abderraouf Messai, Tarek Djerafi & Abdelkrim Belhedri, "Low-cost broadband circularly polarized spirally-shaped patch antenna for C/X band applications." *Journal of Electrical Engineering & Technology* (under review).

Boualem Mekimah, Abderraouf Messai & Abdelkrim Belhedri, "Gain enhancement of a CPW-fed dipole antenna using a novel multiband planar AMC surface for UWB applications." *International Journal of Wireless and Mobile Computing* (under review).

#### **Communications Internationales**

Mekimah, B., Messai, A. "Les effets de l'anisotropie uniaxiale et de la tangente de perte sur la résonance des patches microbandes dans une structure empilée." 25-26 Décembre 2014, CIMSIF 2014 Marrakech, Maroc.

Mekimah, B., Messai, A. "How to Separate Between Resonant Frequencies on the Dual-Frequency Mode of Microstrip Antennas in Stacked Configuration." *ICTA'2014*, In 23-24 Avril 2014, Béjaia, Algérie.

Belhedri, A., Messai, A., & Mekimah, B. "Performance amelioration of microstrip patch antennas using superconducting thin films at the high temperature of transition." In 2014 Science and Information Conference (pp. 1002-1004), IEEE.

Belhedri, A., Messai, A., & Mekimah, B. "Miniaturization of microstrip patch antennas using superconducting thin films at the high temperature of transition." In 2014 5th International Conference on Information and Communication Systems (ICICS) (pp. 1–3), IEEE.

Meriche, M. A., Messai, A., & Mekimah, B. "Study of the operation in dual frequency microstrip antennas stacked fashion and eccentric." In 14-16 Avril 2014, ICMCS'2014, Maroc.

Mekimah, B., Messai, A., & Belhedri, A. "A circular patch antenna using two-dimensional Photonic Crystal Substrate." In 2015 27th International Conference on Microelectronics (ICM) (pp. 111–113), IEEE.

Mekimah, B., Abderraouf, M., Meriche, M. A., & Belhedri, A. "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.

Mohammed Boulesbaa, Tarek Djerafi, Ahmed Bouchekhlal, Boualem Mekimah, "Design of a Directional Coupler Based on SIW Technology for X Band Applications." 1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP) (pp.85–89), IEEE.