



**HAL**  
open science

# Conception et réalisation d'une antenne plate pour la réception satellite

Amal Harrabi

► **To cite this version:**

Amal Harrabi. Conception et réalisation d'une antenne plate pour la réception satellite . Sciences de l'ingénieur [physics]. UNIVERSITE DE NANTES/UNIVERSITE DE TUNIS EL MANAR, 2015. Français. NNT: . tel-01169559

**HAL Id: tel-01169559**

**<https://hal.science/tel-01169559v1>**

Submitted on 29 Jun 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Public Domain

# Thèse de Doctorat

## Amal HARRABI

*Mémoire présenté en vue de l'obtention  
du grade de Docteur de l'Université de Nantes  
Sous le label de l'Université Nantes Angers Le Mans  
du grade de Docteur de l'Université de Tunis El Manar*

**Discipline : Electronique  
Laboratoire : IETR UMR 6164**

**Soutenue le 16 juin 2015**

**École doctorale Sciences et Technologies de l'Information et Mathématiques (STIM)**

## CONCEPTION ET RÉALISATION D'UNE ANTENNE PLATE POUR LA RÉCEPTION SATELLITE

### JURY

Président et rapporteur	<b>M. Patrick VAUDON</b> , Professeur, Université de Limoges, France
Rapporteur	<b>M. Hichem TRABELSI</b> , Professeur, Université de Carthage, Tunisie
Examinateur	<b>M. Lotfi OSMAN</b> , Maître de Conférences/HDR, Université de Carthage, Tunisie
Directeurs de Thèse	<b>M. Ali GHARSALLAH</b> , Professeur, Université de Tunis El Manar, Tunisie <b>M. Tchanguiz RAZBAN</b> , Professeur, Ecole polytechnique de l'université de Nantes, France
Encadrant	<b>M. Yann MAHE</b> , Maître de Conférences, Ecole polytechnique de l'université de Nantes, France

*Travaux réalisés dans le cadre d'une cotutelle internationale de thèse entre l'Université de Nantes et l'Université de Tunis El Manar.*



# Remerciements

Cette thèse de Doctorat est le fruit d'une convention en cotutelle entre l'Université de Tunis ElManar et l'Université de Nantes. La présente étude a été réalisée au sein de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes IETR UMR CNRS 6164 Université de Nantes-Polytech'Nantes d'une part et à l'unité Circuit et Systèmes Electroniques Hautes Fréquences (CSEHF) à la Faculté des Sciences de Tunis d'autre part.

Mes premiers remerciements vont naturellement à mes directeurs de thèse, Pr. Tchanguiz Razban de l'Université de Nantes (France) et Pr. Ali Gharsallah de l'Université de Tunis-ElManar (Tunisie). Je remercie Tchanguiz qui transmet volontiers son savoir à tous ceux qui le côtoient et qui a toujours fait preuve de bienveillance à mon égard. Je lui en suis très reconnaissante. J'ai beaucoup appris grâce à lui, tant d'un point de vue scientifique, que d'un point de vue de la recherche elle-même. Sa patience et ses connaissances m'ont constamment permis de progresser. Je ne pense pas que ces simples mots de remerciement parviendront à lui exprimer ma profonde gratitude. Merci pour tout. Je tiens à remercier également Pr. Ali Gharsallah d'avoir contribué à la mise en place de cette thèse, de m'avoir fait confiance mais aussi pour ses conseils et ses encouragements tout au long de ma thèse.

Je remercie également les professeurs Patrick Vaudon de l'Université de Limoges (France) et Hichem Trabelsi de l'Université de Carthage (Tunisie) d'avoir accepté la tâche de rapporteurs de ce manuscrit et avoir contribué aux discussions lors de la soutenance. Leur relecture attentive et leurs remarques intéressantes m'ont beaucoup apporté. Merci à Pr. Vaudon d'avoir également assuré la présidence de jury.

Je tiens également à adresser un remerciement spécial à Yann Mahé, avec qui j'ai eu l'occasion de travailler tout au long de ces années. Je le remercie d'avoir cru en mes capacités, ainsi que pour le temps qu'il m'a accordé et la patience dont il a su faire preuve. Je garderai dans mon coeur sa générosité, sa compréhension et son efficacité. Pour tout ce qu'il m'a donné, je le remercie très sincèrement. La bonne

humeur qui l'anime et qu'il distribue largement autour de lui ont positivement contribué à notre échange scientifique et à la naissance de notre amitié. Je remercie ses enfants qui ont animé nos conversations en ligne. Enfin, je remercie également Lotfi Osman pour sa disponibilité, ses encouragements, tout l'effort qu'il a fourni pour le bon déroulement de mes travaux et pour avoir su soutenir mes idées tout au long de ces années.

J'ai eu la chance de travailler au sein d'une équipe dont la bonne ambiance a largement contribué à mon bien-être et qui a constitué pendant trois ans une sorte de "deuxième famille" à mes yeux. Nos pauses-café et les dîners que nous avons partagé ensemble vont sûrement me manquer. Je tiens à les remercier tous. Une mention particulière à Guillaume et à Marc pour leur réactivité et le soin qu'ils ont apporté à la réalisation de nombreux prototypes qui leur ont été confiés durant ces trois années, ainsi qu'à Sandrine pour son efficacité dans toutes les démarches administratives liées à ma thèse. Je remercie tous les membres de l'IETR surtout Anne, Christophe et sa famille avec qui j'ai passé d'inoubliables moments, tous les doctorants et les étudiants de Master que j'ai pu plus globalement croiser durant ces dernières années, la liste est longue. Je remercie également tous ceux qui ont enrichi mon expérience humaine par leur amitié en France comme en Tunisie.

Je tiens à remercier tous mes amis, notamment ceux qui ont soutenu ou vont bientôt soutenir leur thèse. Je remercie tous mes amis français, chinois, indiens et d'autres nationalités.

Enfin, je ne peux pas oublier d'adresser mes remerciements à ma famille. À mes parents que j'admire parce que leur courage, leur humour, leur bonté et leurs encouragements me poussent à aller de l'avant. Je les remercie de m'avoir toujours soutenue dans mes choix. Une pensée particulière à mes soeurs que j'aime de tout mon coeur, à mes tantes jumelles et à mon oncle ainsi qu'à leurs familles respectives pour leur soutien et leurs encouragements.

Diverses personnes ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail de thèse, je tiens à leur exprimer également mes sincères remerciements

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction générale</b>	<b>17</b>
<b>2</b>	<b>État de l'art</b>	<b>21</b>
2.1	Intérêt de l'étude . . . . .	21
2.1.1	Le marché des services par satellites . . . . .	23
2.1.2	Orbite géostationnaire . . . . .	27
2.2	Liaison satellite-terre . . . . .	28
2.2.1	Bilan de liaison hertzienne . . . . .	29
2.3	Antennes existantes . . . . .	32
2.3.1	Antennes de réception fixes . . . . .	32
2.3.2	Antennes de réception motorisées . . . . .	34
2.3.3	Antennes de réception autonomes . . . . .	35
2.4	État de l'art au niveau de la recherche . . . . .	36
2.5	Cahier des charges . . . . .	44
<b>3</b>	<b>Conception et réalisation de l'antenne imprimée large bande</b>	<b>47</b>
3.1	Introduction . . . . .	47
3.2	Famille d'antennes large bande . . . . .	48
3.2.1	Antennes à ondes progressives . . . . .	48
3.2.2	Antennes indépendantes de la fréquence . . . . .	50
3.2.3	Antennes Monopôles planaires . . . . .	50
3.2.4	Conclusion . . . . .	51
3.3	Antenne patch . . . . .	52
3.3.1	Antenne patch rectangulaire et définitions . . . . .	52
3.3.2	Problématique au niveau de la bande passante d'une antenne patch . . . . .	56
3.4	Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande . . . . .	60
3.4.1	Antenne patch rectangle . . . . .	60
3.4.2	Antenne patch polygonale . . . . .	64
3.4.3	Antenne patch polygonale avec radôme . . . . .	68
3.4.4	Antenne patch polygonale avec fente circulaire . . . . .	71
3.4.5	Simulation de l'antenne polygonale avec fente circulaire . . . . .	77

*TABLE DES MATIÈRES*

3.4.6	Étude paramétrique sur les dimensions de la fente . . . . .	78
3.4.7	Distribution des champs électriques de l'antenne proposée . . . . .	80
3.4.8	Polarisation principale et polarisation croisée . . . . .	81
3.4.9	Antenne en bande 10.7 GHz – 12.7 GHz . . . . .	82
3.4.10	Solution pour maîtriser le diagramme de rayonnement de l'antenne proposée . . . . .	87
3.5	Prototypes et comparaisons . . . . .	92
3.5.1	Antenne Montre dans la bande de fréquences 11.6 GHz-15 GHz . . . . .	92
3.5.2	Antenne Montre Ailée . . . . .	96
3.6	Conclusion . . . . .	98
<b>4</b>	<b>Étude de la mise en réseau de l'antenne large bande</b>	<b>99</b>
4.1	Introduction . . . . .	99
4.2	Réseau d'antennes . . . . .	100
4.2.1	Analyse des réseaux d'antennes . . . . .	100
4.2.2	Directivité et angle d'ouverture d'un réseau d'antennes . . . . .	104
4.3	Réseau d'excitation . . . . .	105
4.3.1	Techniques d'alimentation d'un réseau linéaire . . . . .	106
4.3.2	Techniques d'alimentation d'un réseau à deux dimensions . . . . .	108
4.4	Étude de la mise en réseau de l'antenne élémentaire proposée . . . . .	109
4.4.1	Étude de couplage inter-élément . . . . .	110
4.4.2	Diviseur de puissance proposé . . . . .	111
4.4.3	Diviseur 1 vers 2 . . . . .	112
4.4.4	Diviseur 1 vers 4 . . . . .	114
4.5	Réseau de 4×4 antennes . . . . .	116
4.5.1	Simulation . . . . .	116
4.5.2	Prototype du réseau 4×4 éléments . . . . .	118
4.5.3	Mesure et analyse du réseau d'un point de vue impédance d'entrée . . . . .	120
4.5.4	Adaptation du réseau 4×4 . . . . .	121
4.5.5	Mesures du rayonnement . . . . .	125
4.6	Réseau de 8×8 antennes . . . . .	127
4.6.1	Simulation . . . . .	127
4.6.2	Prototype du réseau à 8 × 8 éléments . . . . .	129
4.6.3	Mesure du coefficient de réflexion . . . . .	131
4.6.4	Mesures du rayonnement . . . . .	131
4.7	Réseau de 16×16 antennes . . . . .	133
4.7.1	Simulation . . . . .	133
4.7.2	Prototype du réseau à 16 × 16 éléments . . . . .	134

4.7.3	Mesure du coefficient de réflexion et adaptation . . . . .	136
4.7.4	Mesures du rayonnement . . . . .	142
4.8	Conclusion . . . . .	143
<b>5</b>	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>145</b>
<b>6</b>	<b>ANNEXES</b>	<b>149</b>
6.1	ANNEXE A : Outils de simulation . . . . .	149
6.1.1	Méthodes de calcul temporelles . . . . .	149
6.1.2	Méthodes fréquentielles . . . . .	150
6.1.3	Conclusions . . . . .	151
6.2	ANNEXE B : Antenne avec parasites suivant les Plans E et H . .	151
6.2.1	Prototype . . . . .	154





# Table des figures

1.1	Exemples de pollution visuelle générée par les antennes paraboliques.	18
2.1	Extrait de l'étude concernant la croissance d'audience en Europe, Moyen-Orient et Afrique du Nord pour Eutelsat[21]. . . . .	24
2.2	Répartition de la flotte de satellites d'Eutelsat[22]. . . . .	25
2.3	Représentation de la flotte de satellites d'Intelsat. . . . .	26
2.4	Situation de l'orbite géostationnaire dans le plan de l'équateur et exemples d'emplacement de quelques satellites [34]. . . . .	27
2.5	Liaison station d'émission-Satellite-station de réception. . . . .	28
2.6	Puissance isotrope rayonnée équivalente du satellite HOTBIRD [60].	30
2.7	Puissance isotrope rayonnée équivalente du satellite EUTELSAT 5 ° [59]. . . . .	30
2.8	Puissance isotrope rayonnée équivalente du satellite ASTRA [52].	30
2.9	Vérin actionneur à rajouter à la parabole pour un balayage mécanique [34]. . . . .	35
2.10	Antenne proposée par [67] et ses performances. . . . .	37
2.11	Antenne proposée par [68]. . . . .	38
2.12	Antenne proposée par [44] et performances associées en réflexion.	38
2.13	Antenne proposée par [57]. . . . .	39
2.14	Antenne proposée par [74]. . . . .	39
2.15	Patch élémentaire du réseau d'antennes proposé par [63] la directivité du réseau. . . . .	40
2.16	Antenne proposée par [62]. . . . .	40
2.17	Antenne proposée par [76]. . . . .	41
2.18	Antenne proposée par [79] et son coefficient de réflexion. . . . .	41
2.19	Antenne proposée par [55] et ses performances. . . . .	42
2.20	Prototype d'antenne proposé par [10], coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement à 12 GHz . . . . .	42
2.21	Photo du prototype d'antenne proposé par [71], son coefficient de réflexion et son gain en élévation. . . . .	43

TABLE DES FIGURES

2.22	Photo du prototype d'antenne proposé par [56] et son gain en élévation et en azimut. . . . .	43
2.23	Antenne proposée par [20] et la structure de son patch élémentaire.	44
2.24	Antenne proposée par [54] et la structure de son patch élémentaire.	44
3.1	Différentes configurations d'antenne cornet électromagnétique [3].	49
3.2	Antennes à transition progressive, les TSA [47]. . . . .	49
3.3	Différents types d'antennes indépendantes de la fréquence (a)- Antenne spirale [3], (b)- Antenne trapézoïdale logarithmique [3], (c)- Antenne sinueuse [47] et (d)- Antenne conique avec spirale métallique [3]. . . . .	50
3.4	Exemples d'antennes monopôles. . . . .	51
3.5	Antenne patch microruban. . . . .	53
3.6	Longueurs physique et électrique du patch. . . . .	54
3.7	Techniques d'élargissement de la bande passante. . . . .	57
3.8	Bande passante en fonction du rapport d'épaisseur du substrat [13].	58
3.9	Technique d'élargissement de la bande passante par couplage de résonances [47]. . . . .	59
3.10	Coefficient de réflexion $S_{11}$ du patch rectangulaire pour une fréquence de résonance de 11.7 GHz ( $L=7$ mm et $W=13$ mm). . .	61
3.11	Variation de la longueur du patch rectangulaire en fonction de la fréquence de résonance avec $W=13$ mm, $h=1.58$ mm et $\epsilon_r=2.55$ .	62
3.12	Variation de l'impédance d'entrée $R_i$ du patch rectangulaire selon la fréquence pour $W=13$ mm, $h=1.58$ mm, $\epsilon_r=2.55$ et $x=2.7$ mm.	63
3.13	Variation de l'impédance liée aux deux résonance des modes fondamentaux de $L_1$ et $L_2$ . . . . .	63
3.14	Antenne patch polygonale. . . . .	65
3.15	Le coefficient de réflexion de l'antenne polygonale. . . . .	65
3.16	Résultat de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne polygonale. . . . .	66
3.17	Positionnement de l'antenne dans le repère $XYZ$ . . . . .	66
3.18	Nouvelles dimensions du patch polygonal et ses différentes couches.	69
3.19	Résultat de simulation du coefficient de réflexion $S_{11}$ . . . . .	69
3.20	Représentation de $E_r$ et $E_s$ pour un patch rectangulaire. . . . .	72
3.21	Patch rectangulaire avec une fente inclinée d'un angle $\theta$ . . . . .	73
3.22	Variation de la distance $d$ à l'intérieur du cercle. . . . .	74
3.23	Variation du champ électrique à l'intérieur de la fente circulaire en fonction de $\theta$ pour différentes valeurs de $R$ avec $E_0 \frac{\pi h}{L} = 100$ . . . .	75
3.24	Circuit équivalent d'une ligne de transmission. . . . .	75
3.25	Circuit équivalent de l'antenne. . . . .	75

TABLE DES FIGURES

3.26	Géométrie de l'antenne proposée. . . . .	77
3.27	Le coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne polygonale avec fente circulaire. . . . .	77
3.28	Influence du rayon de la fente sur la formation de la bande passante de l'antenne. . . . .	79
3.29	Influence de la largeur de la fente sur la bande passante de l'antenne proposée. . . . .	80
3.30	Antenne polygonale optimisée. . . . .	83
3.31	Le coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne optimisée dans la bande 10.7 GHz-12.7 GHz. . . . .	84
3.32	Diagramme de rayonnement de l'antenne polygonale dans la bande 10.7 GHz-12.7 GHz dans le plan E. . . . .	85
3.33	Les composantes des champs $E_x$ et $E_y$ de l'antenne polygonale dans la bande 10.7-12.7 GHz. . . . .	86
3.34	Antenne proposée sans la couche du radôme. . . . .	88
3.35	Antenne avec parasites sur les côtés suivant le plan E. . . . .	89
3.36	Diagramme de rayonnement de l'antenne polygonale avec deux parasites. . . . .	90
3.37	Les composantes de champ $E_x$ et $E_y$ de l'antenne polygonale avec deux parasites. . . . .	91
3.38	Antenne proposée sans la couche du radôme. . . . .	92
3.39	Résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion $S_{11}$ du patch polygonal avec fente circulaire. . . . .	93
3.40	Antenne avec rectangles parasites sur les côtés . . . . .	96
3.41	Comparaison du coefficient de réflexion $S_{11}$ de simulation et mesure . . . . .	97
3.42	Diagramme de rayonnement de l'antenne avec deux parasites . . . . .	98
4.1	Réseau d'antennes linéaire [24]. . . . .	100
4.2	Antenne réseau bidimensionnel [24] . . . . .	103
4.3	Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture. . . . .	105
4.4	Techniques d'alimentation [24]. . . . .	106
4.5	Diviseur de Wilkinson en technologie micro-ruban [81]. . . . .	107
4.6	Diviseur d'impédance en technologie micro-ruban. . . . .	108
4.7	Diviseur d'impédance en technologie micro-ruban. . . . .	108
4.8	Exemples des réseaux d'excitation pour un réseau d'antennes à deux dimensions. . . . .	109
4.9	Emplacement de la couche d'alimentation par rapport à la couche d'antennes. . . . .	109
4.10	Vue de dessus des deux antennes sous CST. . . . .	111
4.11	Couplage entre deux antennes. . . . .	111

TABLE DES FIGURES

4.12	Schéma du diviseur de puissance proposé sous ADS. . . . .	112
4.13	Adaptation du diviseur 1 vers 2 proposé. . . . .	113
4.14	Diviseur de puissance 1 vers 2 proposé en technologie micro-ruban. . . . .	113
4.15	Adaptation de diviseur de puissance 1 vers 2 en tenant compte de l'adaptation de l'antenne Montre Ailée. . . . .	114
4.16	Diviseur de puissance 1 vers 4 proposé. . . . .	115
4.17	Diviseur de puissance 1 vers 4 proposé. . . . .	115
4.18	Diviseur de puissance 1 vers 4 proposé. . . . .	116
4.19	Couche d'alimentation du réseau 4×4. . . . .	117
4.20	Coefficient de réflexion simulé du réseau 4×4. . . . .	117
4.21	Prototype du réseau 4×4. . . . .	119
4.22	Coefficient de réflexion mesuré du réseau 4×4. . . . .	120
4.23	Schéma d'adaptation double stub du réseau 4×4. . . . .	123
4.24	Coefficient de réflexion du réseau 4×4 double stubs. . . . .	124
4.25	Layout du réseau 4×4 avec adaptation double stubs. . . . .	124
4.26	Photo du coefficient de réflexion du réseau 4×4 après adaptation. . . . .	125
4.27	Diagrammes de rayonnement normalisés du réseau 4×4. . . . .	126
4.28	Couche d'alimentation du réseau 8×8. . . . .	128
4.29	Coefficient de réflexion simulé du réseau 8×8. . . . .	128
4.30	Prototype du réseau 8×8. . . . .	130
4.31	Coefficient de réflexion mesuré du réseau 8×8. . . . .	131
4.32	Diagrammes de rayonnement normalisés du réseau 8×8. . . . .	132
4.33	Couche d'alimentation du réseau 16×16. . . . .	133
4.34	Coefficient de réflexion simulé du réseau 16×16. . . . .	134
4.35	Prototype du réseau 16×16. . . . .	135
4.36	Coefficient de réflexion mesuré du réseau 16×16. . . . .	136
4.37	Schéma d'adaptation double stub du réseau 16×16. . . . .	137
4.38	Résultat d'optimisation de l'adaptation à double stub du réseau 16×16. . . . .	137
4.39	Coefficient de réflexion du réseau 16×16 double stubs. . . . .	138
4.40	Layout de la ligne d'accès avec les positions des stubs. . . . .	138
4.41	Photo de mesure du coefficient de réflexion du réseau 16×16 après adaptation. . . . .	139
4.42	Schéma d'adaptation avec 4 stubs du réseau 16×16. . . . .	140
4.43	Coefficient de réflexion simulé du réseau 16×16 après adaptation avec 4 stubs. . . . .	140
4.44	Layout de la ligne d'accès avec les positions des 4 stubs. . . . .	141
4.45	Photo de la mesure finale du coefficient de réflexion du réseau 16×16 après adaptation. . . . .	141
4.46	Diagrammes de rayonnement normalisés du réseau 16×16. . . . .	142

4.47	Angle d'ouverture pour différentes fréquences. . . . .	143
5.1	Antenne réseau à double polarisation. . . . .	147
6.1	Antenne avec quatre parasites. . . . .	152
6.2	Résultat de simulation du coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne avec quatre parasites. . . . .	153
6.3	Diagramme de rayonnement de l'antenne polygonale avec quatre parasites. . . . .	153
6.4	Photo de l'antenne avec quatre parasites . . . . .	154
6.5	Comparaison du coefficient de réflexion $S_{11}$ de simulation et mesure	154
6.6	Diagramme de Rayonnement de l'antenne à quatre parasites . . . .	155



# Liste des tableaux

2.1	Comparatif des solutions pour zones rurales [45]. . . . .	23
2.2	Services offerts par les satellites d'Intelsat [35]. . . . .	26
2.3	Valeur de Pire et le diamètre de parabole correspondant [34]. . . . .	31
3.1	Choix du type d'antenne à retenir. . . . .	51
3.2	Le champ électrique de l'antenne patch polygonal. . . . .	67
3.3	Le champ électrique de l'antenne patch polygonal avec radôme. . . . .	70
3.4	Dimensions de l'antenne proposée. . . . .	78
3.5	Influence de la largeur de la fente sur la bande passante. . . . .	80
3.6	Le champ électrique de l'antenne patch polygonal. . . . .	81
3.7	Co-Crosspolarisation dans le plan E. . . . .	82
3.8	Dimensions de l'antenne proposée dans la bande 10.7GHz-12.7GHz. . . . .	83
3.9	Dimensions de l'antenne avec parasites suivant le plan-E. . . . .	88
3.10	Dimensions mesurées de l'antenne Montre. . . . .	93
3.11	Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E. . . . .	94
3.12	Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan H. . . . .	95
3.13	Dimensions mesurées de l'antenne Montre Ailée . . . . .	96
6.1	Dimensions de l'antenne avec parasites suivant plan-E et plan-H. . . . .	152





## Introduction générale

Depuis la mise en orbite du premier satellite artificiel de la Terre par l'URSS en 1957 [39, 34], dont la seule fonction était l'émission d'un signal sonore deux tons, l'industrie du spatial a largement évolué. Elle a également vu se multiplier ses domaines d'application. Ainsi, les quelques milliers de satellites en orbite autour de la Terre couvrent un spectre aussi large que l'observation météorologique et celle de la Terre en général, la scrutation de l'Univers, la géolocalisation et la reconnaissance militaire, et enfin les télécommunications de manière générale.

Dans le domaine des télécommunications, les atouts du satellite sont indéniables. En effet un satellite peut assurer à lui seul le relais entre plusieurs stations terrestres dispersées dans sa zone de couverture (échelle continentale). Il peut donc remplacer avantageusement une infrastructure terrestre lourde et coûteuse, notamment en terme de maintenance.

À l'origine des premières communications par satellite, la maîtrise technologique ne permettait pas les émissions à très fortes puissances. La contrainte pour assurer le bilan de liaison était alors reportée sur les antennes au sol dont la surface de captation devait alors être très grande pour assurer le gain nécessaire. Suite aux avancées technologiques successives, la puissance d'émission au niveau des satellites a augmenté de manière importante. Les contraintes sur le gain, donc sur la taille des antennes, ont alors été considérablement relaxées. Ces évolutions ont ainsi permis d'adresser des marchés de masse comme la télédiffusion, l'Internet haut débit et bien d'autres encore. La réception individuelle de signaux satellites implique donc la mise en œuvre de solutions bon marché. La dimension Coût représente donc un critère prépondérant dans la conception de tel système.

La démocratisation des systèmes terrestres de réception satellite a entraîné

la multiplication des systèmes de réception au sol. Les limitations d'un tel déploiement de masse résident alors dans la potentielle détérioration visuelle du paysage. En particulier, les antennes placées sur les toits ou dans les jardins des pavillons, ou encore aux balcons des immeubles, ont envahi notre paysage urbain au point d'être considérées comme une nuisance publique, encore appelée pollution visuelle. Au delà de la maîtrise des coûts, la notion de discrétion, et donc d'intégration dans le paysage urbain, prend une part de plus en plus importante. Ainsi, de nouvelles solutions antennaires à faible impact visuel ont progressivement vu le jour ces dernières années.



(a) Paraboles en milieu urbain



(b) Paraboles en milieu naturel

Figure 1.1 – Exemples de pollution visuelle générée par les antennes paraboliques.

La multiplicité et la variété des offres de diffusion et de services par les différents acteurs du marché, fait également augmenter de manière importante le nombre d'antennes de réception terrestre. Par ailleurs, les clients de ces services souhaitent bénéficier de solutions "clé en main" autonomes et rapides leur permettant une versatilité de leur usage. Cet aspect touche particulièrement les antennes qui doivent concurremment pouvoir recevoir les signaux issus de plusieurs satellites positionnés tout autour de la Terre. Les futures solutions antennaires devront par conséquent intégrer de la fonctionnalité supplémentaire afin d'orienter le faisceau principal de l'antenne dans la direction du satellite visé.

C'est dans ce contexte multi-contrainte que se positionnent ces travaux de thèse. Après avoir rappelé l'intérêt de cette étude, nous dresserons un premier état des lieux des solutions actuellement disponibles aussi bien en solutions sur étagères qu'en solutions prototypes de laboratoires. Cet état de l'art nous a ainsi amenés à dresser le cahier des charges de cette étude. Ces deux points font l'objet du chapitre 2.

Pour tenir compte des contraintes inhérentes au besoin de discrétion et pour répondre à la tendance actuelle de solutions faible épaisseur, nous avons privilégié une technologie planaire pour la conception de cette nouvelle solution antennaire. Le compromis délicat à trouver entre bande passante, dimensions et performances électriques nous amène à proposer une nouvelle empreinte rayonnante dont la conception théorique est détaillée chapitre 3. À chaque étape de conception, une séquence de validation par la simulation électromagnétique sous logiciel de CAO 3D ainsi que la réalisation de prototypes a permis de démontrer l'intérêt de la solution proposée. Seule la problématique du gain n'est pas traitée dans ce chapitre.

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes intéressés à résoudre l'objectif en terme de gain. Les dimensions de l'antenne élémentaire proposée autorisent sa mise en réseau. D'après le cahier des charges, une mise en réseau d'au moins 256 éléments est nécessaire pour assurer le niveau de gain requis. Nous avons donc opté pour une conception séquentielle de ce réseau. De la même manière que précédemment, nous avons privilégié la validation de ces différentes étapes par la réalisation de prototypes intermédiaires. En nous appuyant sur une technologie multicouche professionnelle, un réseau complet de 256 éléments a été réalisé et mesuré que ce soit d'un point de vue de son impédance d'entrée ou de son rayonnement. Les principaux résultats obtenus sont ainsi consignés dans ce chapitre.

Enfin, des conclusions ainsi que des perspectives à ce travail sont proposées dans le dernier chapitre. Des solutions non évaluées durant ces trois dernières années sont ainsi présentées. L'objectif à terme est de montrer en situation réelle de fonctionnement, la validité de la solution proposée.



## État de l'art

### 2.1 Intérêt de l'étude

Depuis maintenant plusieurs années, l'industrie du spatial s'est très largement développée et présente de très intéressantes perspectives avec plus de 1000 nouveaux satellites lancés d'ici 2023 [72] avec une moyenne de 115 satellites par an. Une vingtaine d'entre eux est dédiée au marché des télécommunications, ce qui dénote de la bonne santé économique de ce secteur. En effet, sur le plan mondial, les liaisons hertziennes par satellites sont un support de communication universel. Aussi, de nombreux marchés assurent leurs différentes liaisons au moyen d'une connexion satellite.

L'industrie des satellites a su évoluer de façon très significative avec le progrès technologique. Par conséquent, les satellites ont permis de couvrir des secteurs variés de services comme télédiffusion, les fournisseurs d'accès à internet haut débit, la téléphonie, la météorologie et bien d'autres applications encore.

Dans le domaine de la télédiffusion (TV) par exemple, son importance se manifeste par le grand nombre de foyers qui reçoivent les chaînes de télévision directement chez eux via les satellites. Ces derniers diffusent plusieurs programmes de télévision dans différents formats y compris les plus évolués comme la TV Très Hautes Définition (Ultra High Definition TV). Ainsi, la télédiffusion très haute qualité gagne de plus en plus de terrain et atteint les zones isolées dans lesquelles les réseaux filaires ne sont pas déployés ou déployables, comme pour les liaisons avec les plateformes pétrolières, les navires, les avions et les zones blanches.

La diffusion de télévision par satellite permet de véhiculer les informations, l'ouverture sur différentes cultures et permet de garder les liens avec le pays

## 2.1 Intérêt de l'étude

d'origine pour les personnes expatriées. En d'autres termes, la diffusion d'informations vidéos de très bonne qualité, dans des langues variées permet de couvrir une audience très large et hétéroclite. Par le biais d'une antenne de réception satellite, des vidéos sont acheminées jusqu'au récepteur devenant en quelque sorte des fenêtres ouvertes sur le monde et les différentes cultures.

On pense, à tort, qu'un satellite n'est autre qu'un système de télédiffusion ou même un moyen de téléphonie pour les lieux les plus déserts. Il représente aussi un atout considérable dans l'évolution des télécommunications permettant un accès instantané et rapide, sans déploiement de réseaux cablés au sol, à Internet haut débit à prix compétitif à celui de l'ADSL.

Depuis quelques années, en France, l'offre satellite est concurrencée par les réseaux cablés (ADSL, câble, fibre optique). Cependant, les coûts de déploiement associés à ces réseaux sont élevés et peuvent s'avérer prohibitifs pour couvrir certains zones rurales où le potentiel marché n'est pas suffisant pour assurer leur rentabilité.

Néanmoins, nul ne peut nier l'importance de l'ADSL et son réseau haut débit qui couvre les endroits les plus peuplés mais qu'en est-il des endroits qualifiés de zones blanches et grises où les habitants restent encore coupés de l'accès aux services haut débit ?

De plus, la très forte demande d'échange de données induit une saturation des canaux fibrés et par conséquent, une limitation des vitesses d'échanges. Dans ces conditions, le satellite représente une alternative crédible.

D'après [45], l'investissement dans les zones non rentables nécessite des dépenses en infrastructure de l'ordre de 30 milliards d'euros contre 4 milliards d'euros seulement pour les zones fortement peuplées et rentables. Voici un tableau comparatif sur les solutions pour offrir une connexion aux zones rurales :

Tableau 2.1 – Comparatif des solutions pour zones rurales [45].

	SATELLITE	FTTX	WiMAX	WiFi	NRA-ZO
Débit utilisateur	3-10 Mbps	100 Mbps 🤖	1-2 Mbps	3-10 Mbps	1 à 20 Mbps 🤖 dépend de la distance
Couverture	100% 🤖 Immédiat	Faible 🤖 Zone forte densité	90% 🤖 Toute Zone	Faible distance 🤖 Local	Faible 🤖 Exigence d'éligibilité
Montée Débit	Progressif 🤖 Nouveau satellite	Excellent 🤖 Immédiat	Progressif 🤖 Évolution Technologie	Progressif 🤖 Évolution standard	Partiel 🤖 Toujours < 2 km
Pérennité	15 ans 🤖 Renouvelable	15 ans 🤖 Renouvelable	5 à 7 ans 🤖 Risques Industriels	2 à 3 ans 🤖 Renouvelable	10 ans 🤖
Concurrence	Oui 🤖 Opérateurs + Distr.	Oui 🤖 Op. alternatif	Oui 🤖 Op. alternatif	Oui 🤖 Sauf Perturbations	Non 🤖 cf ARCEP
Mise en oeuvre	2 semaines 🤖	1-2 ans	1 an	3 mois	1 an
Complexité	Simple 🤖 Pointage antenne	Concession 🤖 DSP, Géomarketing	Licence 🤖 Ing radio, couvert.	Simple 🤖 Pas de licence	Travaux 🤖 Locaux techniques
Investissement Collectivité	Faible 🤖 Subvent. Parabole	Important 🤖 Mais sur 15 ans	Moyen 🤖 Sur 5 à 7 ans	Faible 🤖	Important 🤖

FTTX pour la fibre optique et NRA-ZO pour l'ADSL.

L'innovation dans ce domaine n'est pas exclusivement réservée à la capacité des satellites à offrir toujours plus de performances. En effet, ce système de communication nécessite aussi des moyens de réception au sol à commencer par les antennes. Dans ce contexte, de nombreuses contributions scientifiques [62, 76, 56] proposent des solutions originales pour répondre aux nouvelles spécifications liées à ces évolutions. Nous pouvons citer en exemple, l'accord passé en 2015 entre Intelsat et Phasor [36] afin de proposer à ses clients des antennes intelligentes dotées de la capacité de dépointage électronique. C'est dans ce cadre que s'inscrivent ces travaux de recherches.

### 2.1.1 Le marché des services par satellites

Plusieurs opérateurs se partagent le marché des services par satellites. Les plus connus sont Intelsat, mis en service par les américains, et Eutelsat, par les pays européens. Mais, ils ne sont pas les seuls fournisseurs. Nous allons voir dans ce qui suit l'évolution du marché mondial et des services assurés par satellites.

Une étude réalisée par **TNS Sofres** et **IPSOS** publiée en 2015 [21] pour le compte d'Eutelsat communications du groupe Eutelsat, premier opérateur satellite en Europe, en Afrique du Nord et au Moyen-Orient, estime à 274 millions le



## 2.1 Intérêt de l'étude

nombre de foyers bénéficiant des programmes de télévision diffusés par l'un des satellites d'Eutelsat, confirmant ainsi l'importance de la réception TV directe par satellite.

Par ailleurs, cette étude affirme que seulement pour les huit satellites phares d'Eutelsat, l'audience a subi une augmentation de 44% par rapport à celle de 2010 et ce, uniquement, pour la réception TV classique directe au moyen d'une parabole.

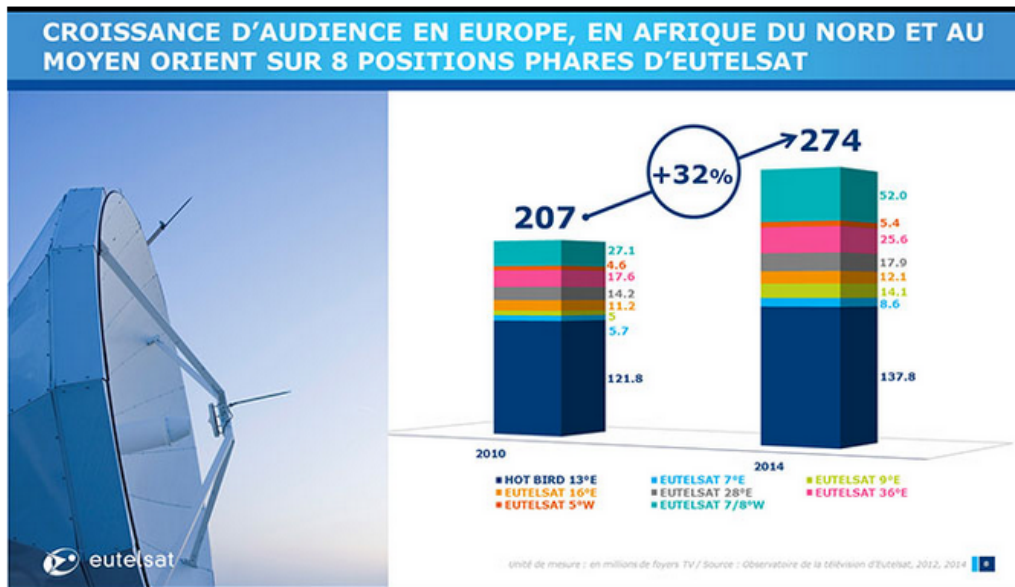


Figure 2.1 – Extrait de l'étude concernant la croissance d'audience en Europe, Moyen-Orient et Afrique du Nord pour Eutelsat[21].

Cette croissance est justifiée, en partie, par la diversité des programmes diffusés en clair (chaînes non payantes). En Europe, la télédiffusion par astellite reste le mode de réception le plus déployé. À titre d'exemple, le satellite HOTBIRD voit son audience continuellement progresser : elle est ainsi passée de 52 millions d'abonnés en 2010 à 66 millions à la fin de l'année 2014. Le nombre de foyers équipés en antennes de réception satellite est passée, lui aussi, de 62 millions à 67 millions sur cette période de 4 ans. Autre exemple, plus de 52 millions de foyers profitent des services diffusés par le satellites NILESAT dans la zone MENA (Middle East-North Africa) contre 27 millions en 2010 grâce à un large choix de programmes.

Il faut noter que ces chiffres sont représentatifs de seulement 8 satellites de la flotte Eutelsat qui en compte 34 en orbite géostationnaire. Cette dernière permet ainsi de couvrir environ deux tiers de la population mondiale depuis la côte Est du continent américain jusqu'au pacifique coté Asie.

La Figure 2.2 montre la répartition des satellites de la constellation Eutelsat sur le plan de l'équateur (un ensemble de points blancs sur la carte)telle qu'elle est fournie sur le site de l'opérateur [22].

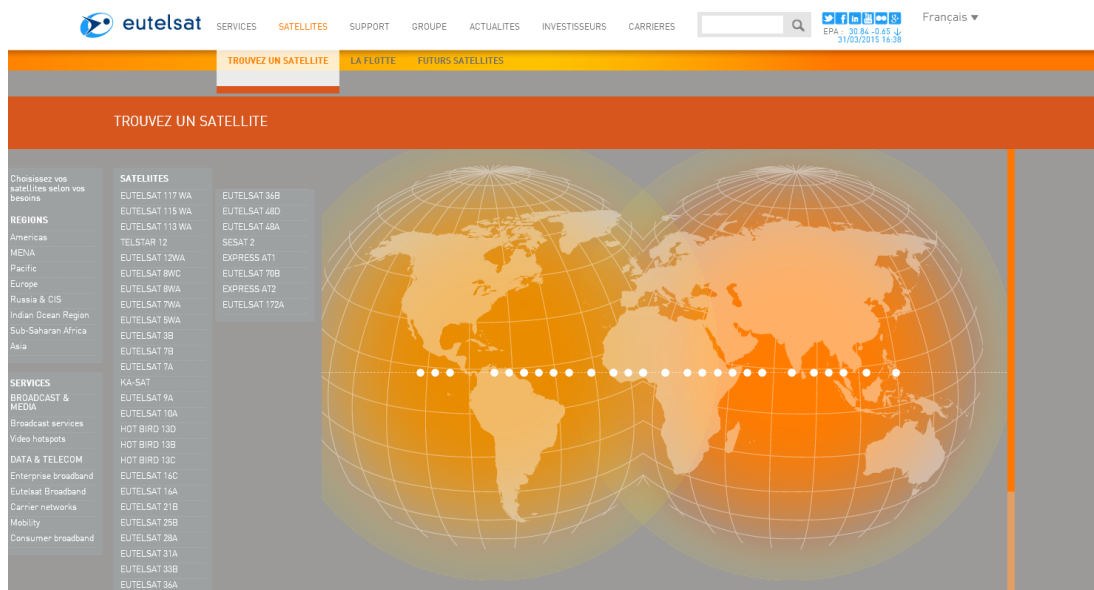


Figure 2.2 – Répartition de la flotte de satellites d'Eutelsat[22].

Eutelsat est classé premier en Europe et troisième mondial parmi les fournisseurs de services par satellites. La place de leader mondial est, quant à elle, occupée par l'opérateur américain Intelsat.

Depuis 50 ans, Intelsat propose des services de diffusion d'informations et de divertissements pour de nombreux grands médias, des entreprises, des multinationales, des fournisseurs de services Internet, des agences gouvernementales et militaires. Ses collaborations avec ces différentes entreprises renforcent sa position de leader en tant que distributeur rapide, fiable et sécurisé de services.

La répartition des satellites d'Intelsat dans le monde et sur la ligne équatoriale est donnée Figure 2.3.

## 2.1 Intérêt de l'étude

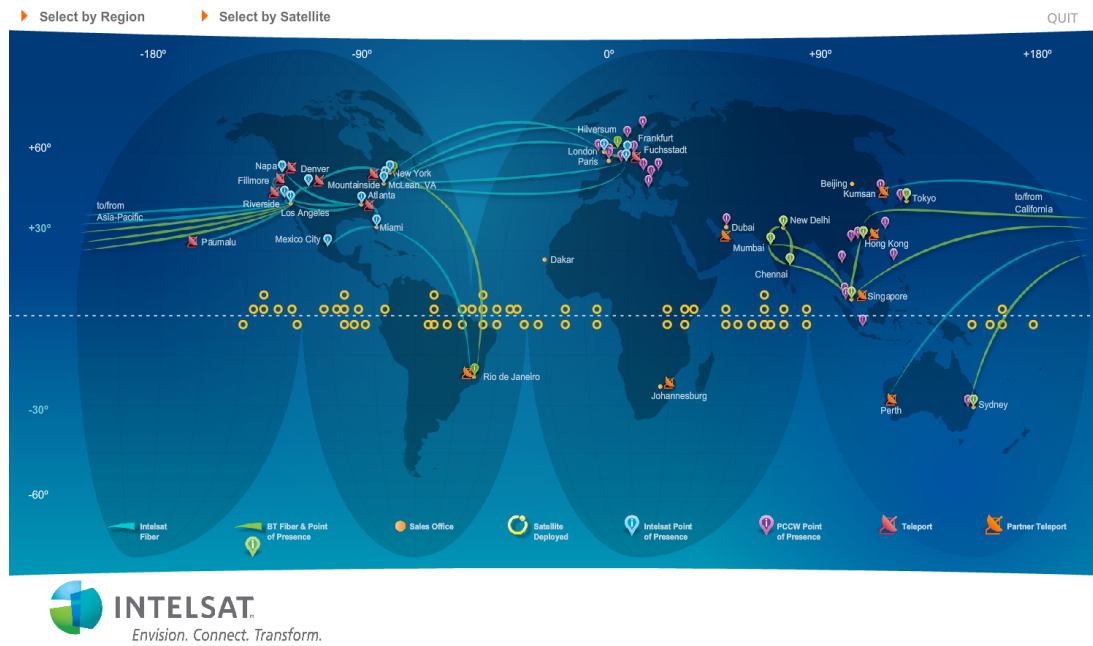


Figure 2.3 – Représentation de la flotte de satellites d’Intelsat.

Toutes les zones géographiques du globe sont ainsi couvertes par au moins un satellite de la flotte Intelsat.

Quoi de plus parlant que les chiffres pour montrer l’importance des communications par satellites et l’industrie construite autour. Intelsat estime à 1.2 milliard, le nombre des foyers autour du monde bénéficiant du service Direct To Home TV au moyen des antennes de réception satellites avec plus de 28 700 chaînes de télévision de toutes les nations et dans toutes les langues.

Le Tableau 2.2 permet de résumer la diversité de services offerte par le groupe Intelsat.

Tableau 2.2 – Services offerts par les satellites d’Intelsat [35].

SERVICE	POUR
Média	Les diffuseurs d’information et de divertissement, les plateformes de service de télédiffusion autour du globe utilisant les liaisons satellites pour émettre les programmes de la télé
Mobilité	Les clients ayant constamment besoin d’une connectivité à large bande partout où ils vont, sur terre, sur mer ou même en l’air
Broadband	Les fournisseurs de services commerciaux grâce à un réseau de données efficace et rapide
Gouvernemental	Les militaires, les commerciaux et les gouvernements en développant des solutions de pointe pour les communications mobiles et fixes et aussi dans les communications point-à-point

## 2.1.2 Orbite géostationnaire

Afin de fixer les bases du cahier des charges, nous allons rappeler quelques notions importantes sur les satellites géostationnaires et leur bilan de liaison.

Il existe plusieurs types de satellites qui sont définis selon leur orbite. Nous rappelons qu'une orbite est la trajectoire d'un satellite autour d'une planète. On peut distinguer les orbites elliptiques ou circulaires à différentes altitudes : basse, moyenne ou élevée. Parmi les orbites circulaires à altitude élevées, on peut distinguer les orbites géosynchrone et une orbite géostationnaire. L'orbite du satellite est définie selon l'application visée. Généralement, les services de communications sont assurés par des satellites géostationnaires.

Il n'existe qu'une seule orbite géostationnaire possible autour de la terre. C'est une orbite circulaire située dans le plan de l'équateur à une altitude de 35 786 Km permettant d'assurer une période de révolution égale à la période de la rotation de la Terre. Le satellite possède alors une vitesse instantanée de 3.075 km/s et sera perçu comme étant fixe relativement à n'importe quel point sur Terre. C'est l'équilibre entre la force centrifuge et la force gravitationnelle de la Terre qui permet de le maintenir sur son orbite.

L'immobilité du satellite vis-à-vis de la Terre est l'avantage incontestable des satellites géostationnaires, Figure 2.4. Les antennes terrestres n'ont donc pas besoin d'intégrer un système de traçabilité pour poursuivre leur déplacement. Ce qui permet de réduire, à la fois, le coût de fabrication et la complexité des antennes au niveau de la Terre. Ceci n'est plus vrai dès lors que la communication doit être assurée avec plusieurs satellites géostationnaires concurremment. Dans ce contexte, actuellement la mise en place de plusieurs liens de communication fixe est privilégiée. Cependant, la possibilité d'intégrer au niveau de l'antenne la fonctionnalité de commutation de faisceau permettrait de lever le verrou de la multiplicité des têtes de réception RF.

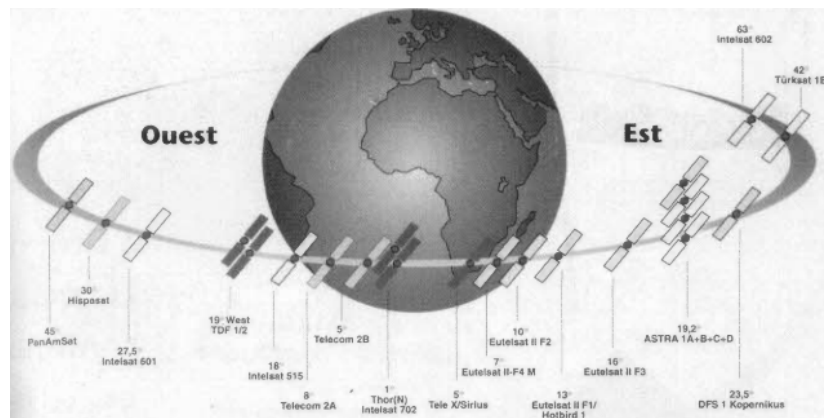


Figure 2.4 – Situation de l'orbite géostationnaire dans le plan de l'équateur et exemples d'emplacement de quelques satellites [34].

## 2.2 Liaison satellite-terre

La liaison satellitaire est globalement composée, comme le montre Figure 2.5, de :

- Une station d'émission au sol munie d'un support de liaison montante (antennes d'émission).
- Un satellite équipé lui aussi d'antennes pour assurer la réception et la retransmission des signaux reçus de la station terrestre, de systèmes d'amplification et de transposition de fréquence, le tout, alimenté par des panneaux solaires embarqués sur le satellite. Les chaînes de TV, quant à elles, sont retransmises sur des porteuses de fréquences différentes dans la bande allouée avec des polarisations verticales ou horizontales de telle sorte que deux porteuses successives aient deux polarisations différentes.
- Une station terrestre munie d'un support de liaison descendante, voire même montante dans le cas d'une liaison bidirectionnelle (Internet haut débit).

Plusieurs types d'antennes sont utilisés pour la réception des signaux satellites, mais la plus connue est l'antenne à réflecteur souvent de forme parabolique.

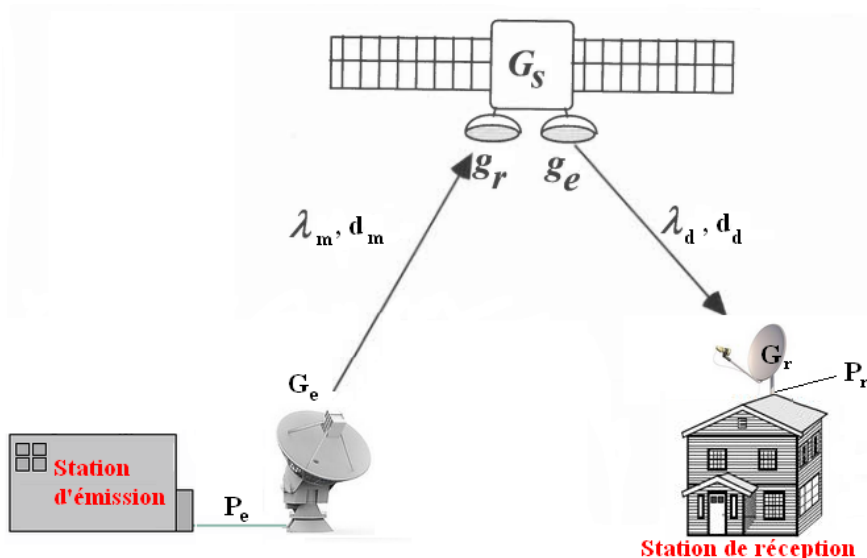


Figure 2.5 – Liaison station d'émission-Satellite-station de réception.

$P_e$  : Puissance émise par l'émetteur

$P_r$  : Puissance reçue par le récepteur

$G_e$  : Gain de l'antenne émettrice

$G_r$  : Gain de l'antenne réceptrice

$G_s$  : Gain du transpondeur du satellite

$\lambda_d$  : Longueur d'onde du faisceau descendant

$d_m$  : Distance entre l'émetteur et le satellite

$d_d$  : Distance entre le satellite et le récepteur

$g_e$  : Gain de l'antenne émettrice du satellite

$g_r$  : Gain de l'antenne réceptrice du satellite

$\lambda_m$  : Longueur d'onde du faisceau montant

### 2.2.1 Bilan de liaison hertzienne

Le bilan de liaison permet de définir les contraintes sur le gain de chacun des éléments du système afin d'assurer le niveau de puissance minimal reçu au niveau du récepteur. Cette puissance est alors égale au seuil de sensibilité du récepteur auquel on ajoute une marge permettant de prendre en compte les aléas pouvant intervenir sur la liaison (condition météorologiques, obstacles, ...). Pour cela, il est possible de s'appuyer sur la formule de Friis suivante :

$$P_r = \frac{G_e G_r \lambda^2 \eta}{(4\pi d)^2} P_e \quad (2.1)$$

Où  $\eta$  est le rendement de la liaison.

En fonction de la position du récepteur relativement au satellite, la connaissance de tous les paramètres de la Formule de Friis ne sont pas connus de manière individuelle. Aussi, les fournisseurs de services donnent des cartes iso Pire pour chacun de leurs satellites.

#### **PIRE**

La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) représente la puissance relative à la puissance de l'émission de l'antenne satellite reçue en direction du sol. Elle est déterminée à partir de la puissance de l'émetteur ainsi que du gain de l'antenne d'émission dans la direction considérée. Elle est généralement exprimée en dBW (décibel/Watts).

$$PIRE = G_e P_e \quad (2.2)$$

Avec  $G_e$  et  $P_e$ , respectivement, le gain de l'antenne et la puissance électrique d'émission.

La PIRE d'un satellite est alors un paramètre très important dans la détermination du gain de l'antenne de récepteur à utiliser pour bénéficier des services par satellites pour chaque zone de couverture.

## 2.2 Liaison satellite-terre

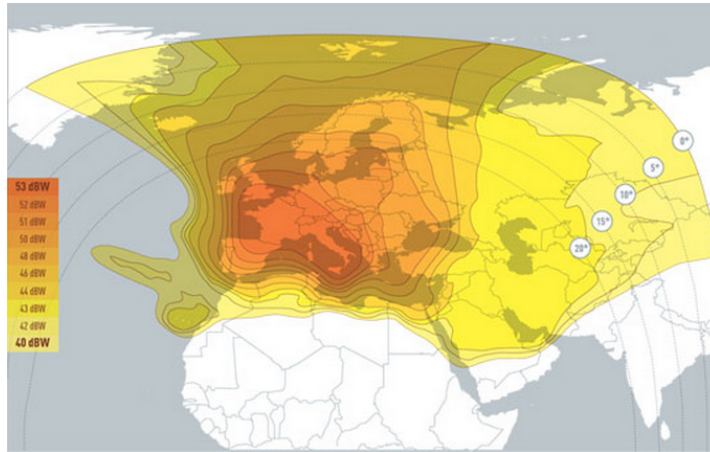


Figure 2.6 – Puissance isotrope rayonnée équivalente du satellite HOTBIRD [60].

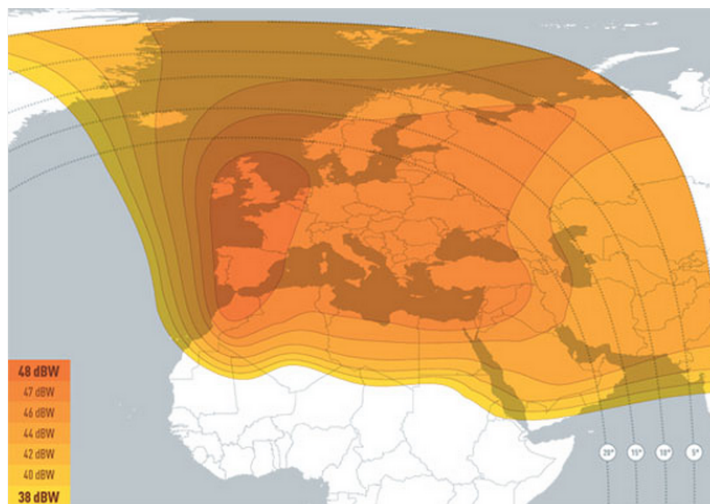


Figure 2.7 – Puissance isotrope rayonnée équivalente du satellite EUTELSAT 5° [59].

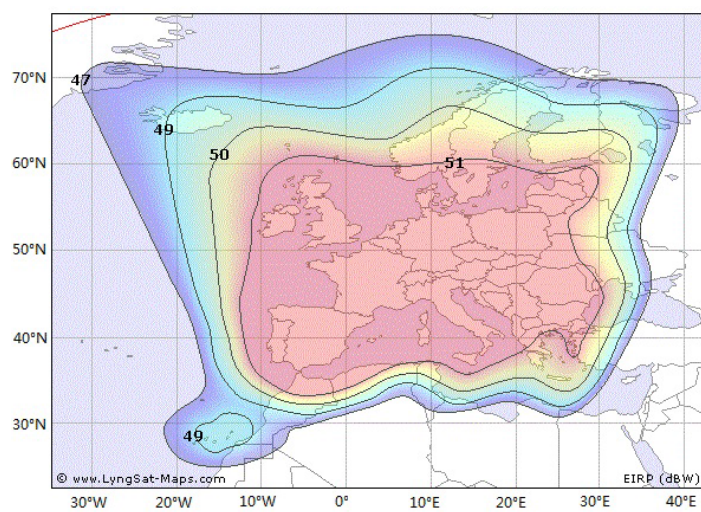


Figure 2.8 – Puissance isotrope rayonnée équivalente du satellite ASTRA [52].

Le tableau suivant donne quelques exemples pour le diamètre nécessaire d'une parabole de réception satellite.

Tableau 2.3 – Valeur de Pire et le diamètre de parabole correspondant [34].

Pire (dBW)	Diametre (cm)
$\leq 40$	170–200
42	120–150
44	95–120
46	75–95
48	60–75
50	50–60
$\geq 50$	50

### Positionnement de l'antenne

Tous les satellites géostationnaires sont situés sur le plan d'équateur. Cela signifie que suivant la position relative du récepteur terrestre, la direction de communication diffère.

Il est donc nécessaire de tenir compte de la latitude  $\alpha$  et de la longitude  $\beta$  définissant la position du récepteur afin de définir l'angle d'élévation  $\theta$  et de site  $\gamma$  maximisant le bilan de liaison terre/satellite. Ces deux angles peuvent être déterminés à partir des équations 2.3 et 2.4. De plus, dans certains cas, les satellites sont placés, d'un point de vue angulaire, très proches les uns des autres. L'antenne doit alors pouvoir disposer d'un faisceau de communication suffisamment étroit pour les différencier.

$$\theta = \arctan \left( \frac{\tan \beta}{\sin \alpha} \right) \quad (2.3)$$

$$\gamma = \arctan \left( \frac{\cos \beta \cos \alpha - \frac{R}{R+D}}{\sqrt{1 - \cos^2 \alpha \cos^2 \beta}} \right) \quad (2.4)$$

Avec R : le rayon de la terre ( $\approx 6380$  Km)

D : la distance de l'orbite géostationnaire ( $\approx 35800$  Km)

$\beta$  : l'écart de la longitude entre méridien de la la station et du satellite

$\alpha$  : la latitude de la station

La réception des signaux émis par plusieurs satellites nécessite l'orientation de ce faisceau dans la direction effective du satellite. Cette fonctionnalité est actuellement assurée manuellement ou dans le meilleur des cas assistée mécaniquement.



## 2.3 Antennes existantes

### Bruit

Un autre paramètre déterminant le dimensionnement de la liaison est le rapport signal à bruit en entrée du récepteur. Il s'agit donc de déterminer la puissance du bruit équivalent thermique au niveau des récepteurs.

$$N = KTB \quad (2.5)$$

Avec  $K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{WHz}^{-1}\text{K}^{-1}$ , la constante de Boltzmann

T : Température en degré Kelvin

B : Bande passante en Hz

Le rapport signal à bruit est exprimé, ainsi, par :

$$\frac{S}{N} = \frac{G_e P_e G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2 KTB} \quad (2.6)$$

D'après cette expression, le RSB est, lui aussi, conditionné à la PIRE à l'émission ( $G_e P_e$ ). C'est donc à partir de ces éléments qu'il est possible de déterminer le gain minimal nécessaire pour l'antenne de réception.

## 2.3 Antennes existantes

À ce niveau, nous proposons de dresser un panorama des solutions actuellement disponibles. Il est cependant impossible de faire une classification complète d'antennes de réception. Malgré tout, quelques exemples sont caractéristiques de ce qui est proposé sur le marché. Nous allons baser cette classification sur deux critères : la fonctionnalité et la discrétion.

### 2.3.1 Antennes de réception fixes

Une étude de marché sur les différentes antennes de réception fixes, nous permet de citer quelques exemples vendus dans le marché.

- Antenne fixe pour la réception d'un seul satellite

### Antenne de réception pour un seul satellite

### Caractéristiques



- Qualité de réception : Analogique et numérique
- Dimensions en cm : 85×75
- Tête LNB : Universelle
- Polarisation : Horizontale et verticale
- Gain : 38.5 dBi
- Prix : 57.98 €



- Qualité de réception : Analogique et numérique
- Dimensions en cm : 58×63
- Tête LNB : Universelle
- Polarisation : Horizontale et verticale
- Gain : 35 dBi
- Prix : 39.90 €



- Qualité de réception : Analogique et numérique
- Dimensions en cm : 43×54
- Tête LNB : Universelle
- Polarisation : Horizontale et verticale
- Gain : > 30 dBi
- Prix : 46.79 €



- Qualité de réception : Analogique et numérique
- Dimensions en cm : 33×33, existe aussi en 45×45
- Tête LNB : Universelle à deux sorties
- Polarisation : Horizontale et verticale
- Gain : > 30 dBi
- Prix : 49.90 €



- Qualité de réception : Analogique et numérique
- Dimensions en cm : 33×55
- Tête LNB : Universelle à deux sorties
- Polarisation : Horizontale et verticale
- Gain : 34 dBi
- Prix : 89.00 €

Cette catégorie d'antennes commercialisées n'est capable de capter qu'un seul satellite à la fois. Pour pointer vers un autre satellite, il faut alors changer manuellement l'orientation de l'antenne, ce qui peut s'avérer une tâche délicate car

## 2.3 Antennes existantes

une connaissance préalable de l'emplacement des autres satellites est requise.

Cet état des lieux confirme la tendance actuelle qui vise à minimiser l'impact visuel des antennes de réception satellites et ainsi favoriser leur intégration dans l'espace urbain. Cette tendance se traduit par le fait que progressivement les antennes ont évolué vers des designs planaires (réflecteur casse-grain, réseau d'antennes cornets).

### - Antenne fixe pour réception multisatellite

#### Antenne de réception multisatellite



#### Caractéristiques

- Qualité de réception : Analogique et numérique
- Dimensions en cm : 64×75
- Tête LNB : 2 têtes LNB universelles
- Polarisation : Horizontale et verticale
- Gain : 37 dBi
- Prix : 105.60 €



- Qualité de réception : Analogique et numérique
- Dimensions en cm : 64×75
- Tête LNB : 3 têtes LNB universelles
- Polarisation : Horizontale et verticale
- Gain : 37 dBi
- Prix : 125 €

Ce type d'antenne est conçu en mettant en œuvre plusieurs têtes de réception universelles monofaisceau. Le nombre de ces têtes permet donc de définir le nombre maximal de faisceau et par conséquent le nombre des satellites qu'il est possible de capter sans bouger l'orientation de l'antenne. En effet, ce sont les têtes LNBs qui sont positionnées au parabole de manière à pouvoir recevoir le signal issu de satellites bien identifiés. Ces antennes sont alors fabriquées pour la réception des satellites spécifiés. En contrepartie, le coût de ces antennes augmente avec le nombre de LNBs. Par exemple, des antennes à 6 LNBs ou plus sont disponibles à prix pouvant dépasser les trois cents euros.

### 2.3.2 Antennes de réception motorisées

Les antennes de réception fixes classiques comme les paraboles peuvent, au moyen d'un moteur, opérer le dépointage du faisceau de façon mécanique et sans l'intervention de l'utilisateur. Cette solution a vu le jour pour suivre l'évolution

dans ce secteur et pour parvenir à satisfaire les exigences des clients en leur permettant de changer de satellite sans toucher au réglage initiale de l'antenne.

L'antenne est alors associée à un vérin électro-mécanique permettant, à partir d'une commande, d'orienter le faisceau principal dans la direction du satellite visé, Figure 2.9. Cette commande provient soit du sélectionneur de programmes via un démodulateur spécifique, soit d'un accessoire externe devant être lié au démodulateur pour associer la chaîne reçue avec le satellite qui la diffuse. Une étape d'étalonnage et de mémorisation des différentes positions recherchées est la plupart du temps nécessaire lors de l'installation de l'antenne.

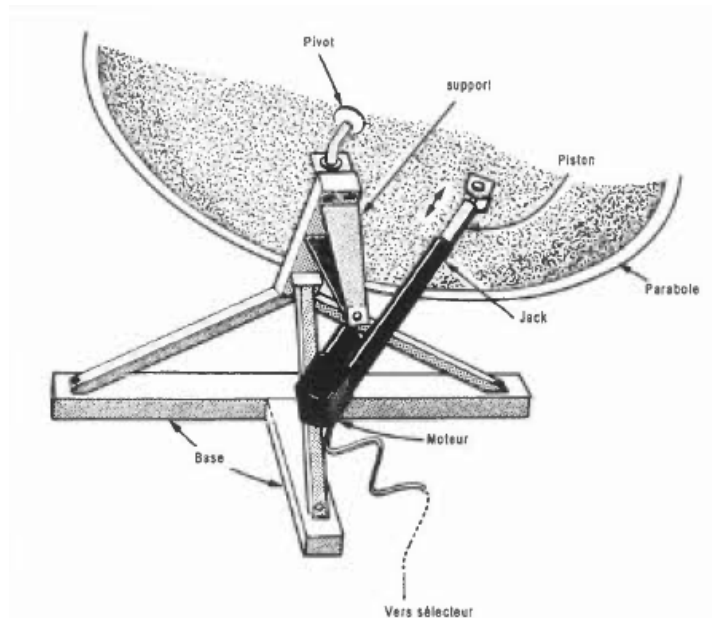


Figure 2.9 – Vérin actionneur à rajouter à la parabole pour un balayage mécanique [34].

### 2.3.3 Antennes de réception autonomes

Cette catégorie d'antennes recouvre la nouvelle génération d'antennes de réception par satellite. La particularité de ces antennes de réception est leur capacité à chercher les positions des satellites sans intervention de la part de l'utilisateur.

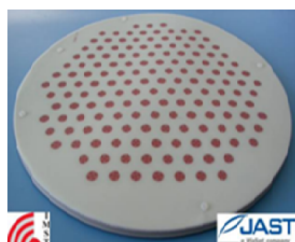
## 2.4 État de l'art au niveau de la recherche

### Nouvelle génération des antennes de réception satellite



### Caractéristiques

- Nom : SNIPE SEDEA
- Dimensions en cm : longueur 45, largeur 32, hauteur 19
- Bande passante : 10.7 – 12.75 GHz
- Polarisation : Horizontale et verticale
- Gain : 33.7 dBi 12.7 GHz
- Faisceau ajustable en élévation : mécaniquement entre 15 ° et 90 ° de façon continue
- Poids : 17 Kg
- Prix : 800 €



Nom : NATANIA

- Dimensions en cm : diamètre de 20
- Bande passante : 10.7 – 12.75 GHz
- Polarisation : Circulaire
- Gain : nom communiqué
- Faisceau ajustable élévation : électronique entre 20 ° et 60 ° avec un pas de 4 °
- Poids : –
- Prix : 1000 €

Ces antennes sont dotées d'un mouvement de rotation mécanique dans le plan d'azimut qui leur permet ainsi d'assurer un balayage de 360 ° dans ce plan. Le coût élevé de ces antennes constitue un inconvénient majeur pour leur vente à grande échelle.

## 2.4 État de l'art au niveau de la recherche

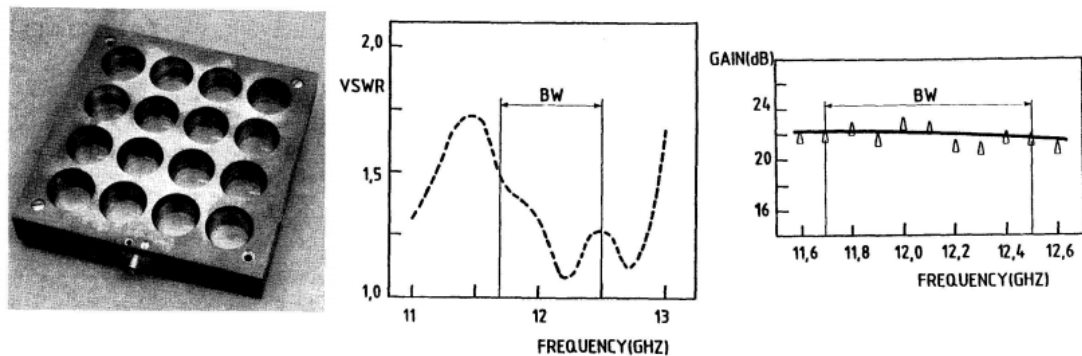
La croissance des services commerciaux par satellites a entraîné avec elle des exigences de flexibilité supplémentaires des terminaux au sol (antennes de réception). La réception de la télévision par satellite n'est pas exemptée et doit s'adapter à ces nouvelles demandes.

Actuellement, l'antenne la plus utilisée dans ce domaine est la parabole. Comme nous venons de le montrer, ce type d'antenne possède plusieurs inconvénients et limitations tels que son installation délicate et aussi son manque d'esthétique lié à sa forme géométrique et son encombrement peu discret. Par ailleurs, l'incapacité des paraboles à assurer un dépointage automatique est devenu une

véritable limitation, un axe de développement et d'innovation important pour les fournisseurs de services avec la multiplication du nombre de satellites permettant ainsi d'enrichir les offres existantes

Le manque de discrétion de l'antenne parabolique en milieu urbain combiné au manque de fonctionnalité en terme de balayage électronique automatique sont à l'origine de plusieurs travaux de recherche depuis ces dernières années visant à proposer des structures d'antennes de réception satellite alternative permettant de s'adapter au mieux aux nouvelles normes et exigences imposées.

Dans ce contexte, Rammos [67] a proposé en 1983 une structure d'antenne plane à large bande passante, sous forme d'un réseau de 16 éléments rayonnants et d'une empreinte de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$ . Ce dernier est composé de deux plans métalliques avec chacun des ouvertures circulaires correspondantes aux résonateurs excités suivant la technique de la ligne suspendue. Le gain de cette antenne est de l'ordre de 22 dBi dans la bande de fréquence 11.6–12.6 GHz avec une efficacité qui varie entre 70% et 90% dans cette bande de fréquence. Pour atteindre un gain plus élevé, l'auteur propose d'intégrer cette structure comme un sous-réseau d'à peu près 500 éléments.



En 1991, Rammos [68] propose un autre type d'antenne plate, constitué une fois encore par un ensemble de résonateurs, excités par suivant la technique de la ligne suspendue avec un réseau d'alimentation par couplage électromagnétique à faibles pertes. La bande passante de cette solution couvre la partie haute de la bande Ku soit [11.7–12.5 GHz]. L'auteur estime à 30 dBi le gain de cette antenne constituée de 192 radiateurs à polarisation linéaire pour des dimensions de  $30 \times 30 \text{ cm}^2$ . Le niveau de polarisation croisée n'excède pas 20 dB.

## 2.4 État de l'art au niveau de la recherche

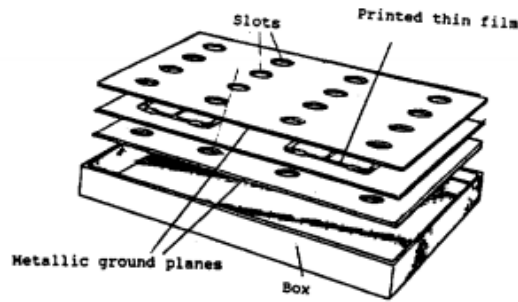


Figure 2.11 – Antenne proposée par [68].

Dans [44], Kitao et al décrivent le design d'un réseau de 256 antennes de forme annulaire. Il est possible avec ce réseau aux dimensions de  $30 \times 30 \text{ cm}^2$  d'atteindre 30 dBi de gain.

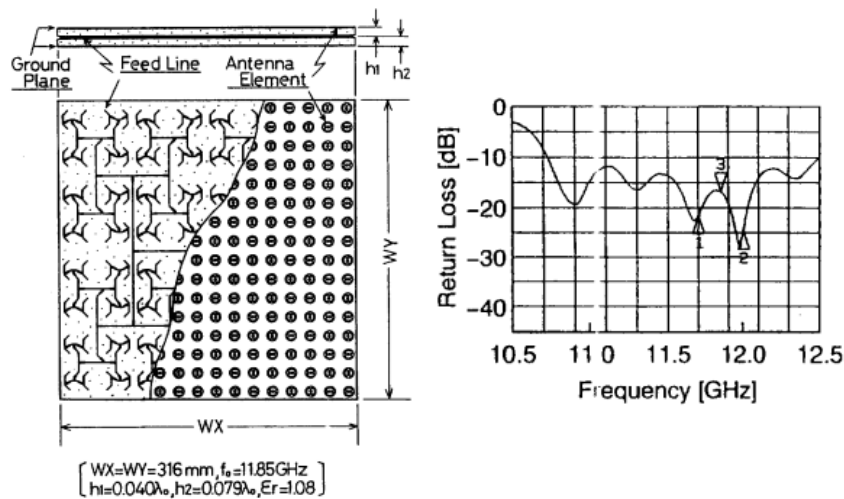


Figure 2.12 – Antenne proposée par [44] et performances associées en réflexion.

En 1993, les japonais Takao Murata et Masaru Fujita ont développé un réseau d'antennes actives [57]. Le dépointage dans le plan azimutal peut atteindre  $360^\circ$ . Dans ce travail, le réseau de dimensions  $15 \times 22 \text{ cm}^2$  est constitué de 216 éléments regroupés par cellules unitaires de 9 éléments de 13.4 dBi de gain. Chaque sous-réseau est alimenté par une arborescence microruban mixte série et parallèle.

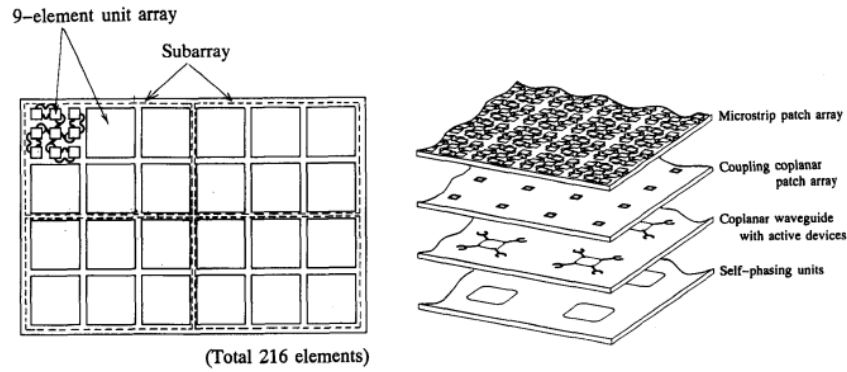


Figure 2.13 – Antenne proposée par [57].

En 1996, dans [74], les auteurs présentent une antenne plate d'émission/réception présentant des dimensions de  $60 \times 60 \text{ cm}^2$ . Cette antenne fonctionne dans la bande [11.7 – 12.7 GHz] et 14 GHz en émission pour un gain pouvant atteindre 36.5 dBi. Elle est ainsi constituée de 64 éléments à double polarisation linéaire et utilise une technologie stratifiée. Chaque couche est alors dédiée à une fonction particulière de l'antenne. Un microcontrôleur permet ainsi de calculer les phases à appliquer au niveau des déphaseurs en s'appuyant les données reçues. Avec cette solution, le terminal au sol peut être en mouvement, l'antenne suivra automatiquement le satellite avec lequel elle communique.

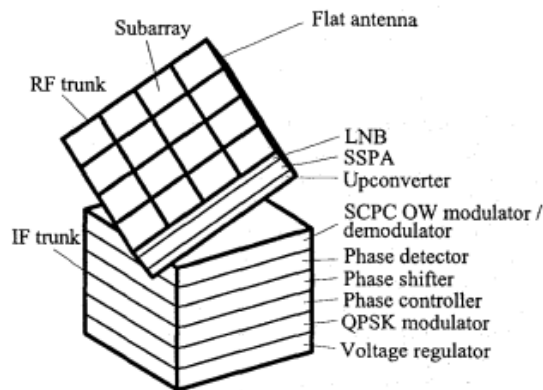


Figure 2.14 – Antenne proposée par [74].

L'antenne SkyGate, d'après [63], est une antenne à balayage électronique fonctionnant dans une bande de fréquence allant de 12.2 et 12.7 GHz. Elle est conçue en technologie imprimée afin de réduire sa taille ( $42 \times 45 \text{ cm}^2$ ). Cette antenne est constituée de 576 patches assurant une directivité mesurée de l'ordre de 33.5 dBi en fonction de l'angle de pointage couvrant  $\pm 15^\circ$  sur le plan azimutal et environ  $4^\circ$  en élévation.



## 2.4 État de l'art au niveau de la recherche

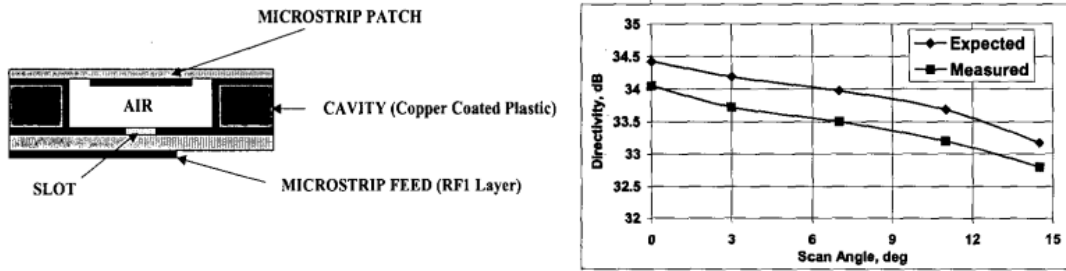


Figure 2.15 – Patch élémentaire du réseau d’antennes proposé par [63] la directivité du réseau.

Une antenne réceptrice-émettrice mobile pour les communications multimédias en bande Ku pour les satellites géostationnaires coréens, KOREASAT-3 et JSAT 2A, est présentée dans [62]. Il s’agit de 14 sous-réseaux lacunaires linéaires dans une dimension d’éléments imprimés disposés en réseau non périodique dans l’autre dimension. L’angle d’élévation est ainsi assuré mécaniquement tandis que l’angle d’azimut est géré par l’adjonction de déphaseurs linéaires au niveau de chaque sous réseau. À l’aide du positionneur mécanique, un dépointage de  $10^\circ$  dans le plan d’élévation est obtenu. Pour un encombrement de  $86 \times 68 \times 21$  cm<sup>2</sup> et un poids de 34 kg, cette antenne, appelée MANT, présente une polarisation circulaire gauche en réception sur la bande [11.7 ; 12 GHz] et horizontale de [12 ; 12.75 GHz].

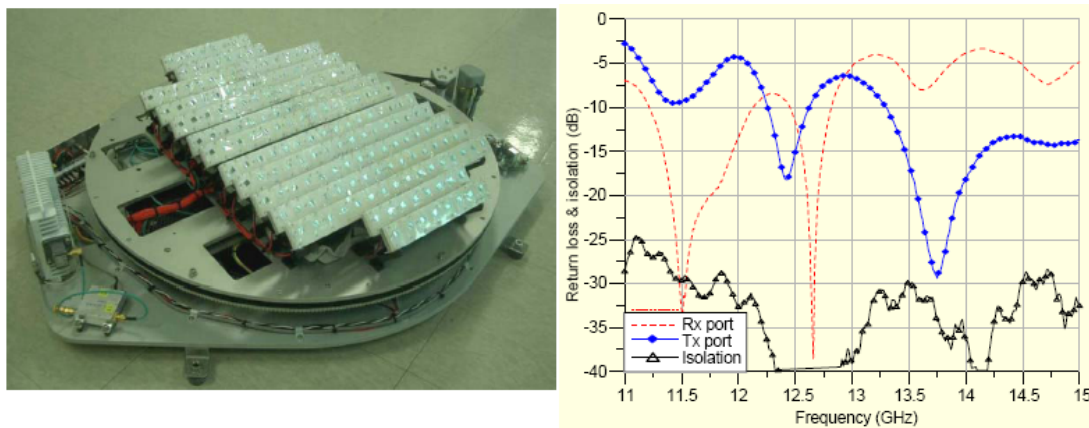


Figure 2.16 – Antenne proposée par [62].

L’article [76], publié en 2006, présente un réseau d’antennes patches fonctionnant dans la bande 10.7–12.75 GHz avec un système de pointage hybride où le balayage en azimut se fait mécaniquement alors que l’élévation est contrôlée par déphasage électronique. L’antenne aux dimensions  $75 \times 60$  cm<sup>2</sup> permet d’atteindre un gain maximal de 21.4 dBi pour une fréquence de 12.75 GHz. L’antenne de polarisation linéaire est ainsi constituée de 12 sous-réseaux de 24 éléments.

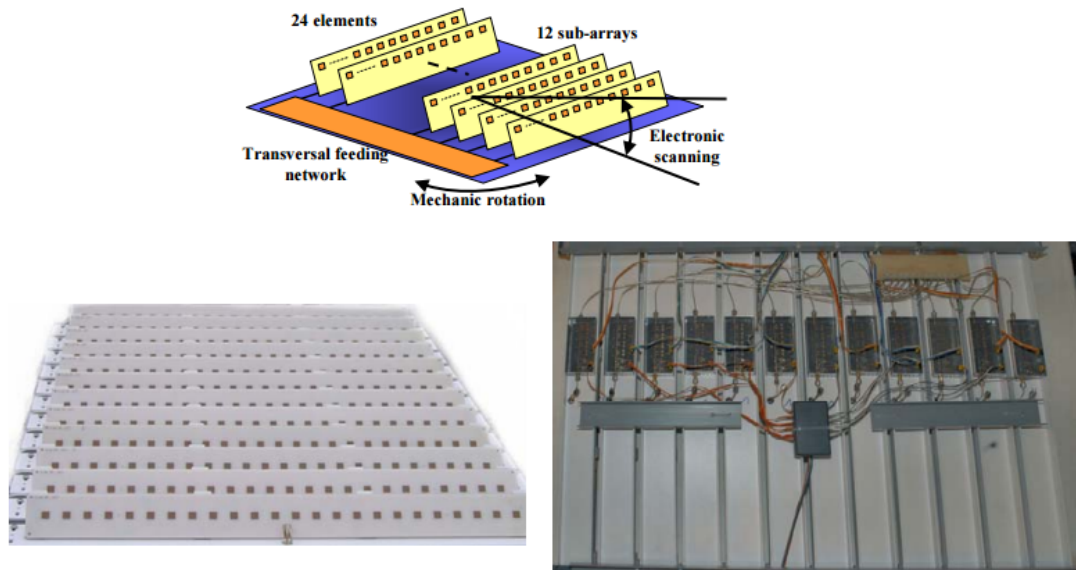


Figure 2.17 – Antenne proposée par [76].

Dans [79] en 2007, un réseau de  $16 \times 16$  patches rectangulaires est proposée pour une taille inférieure à  $400 \text{ cm}^2$ . Cette antenne permet d'atteindre un gain de 22.25 dBi à 10.7 GHz et de 26.15 dBi à la fréquence 12.7 GHz. C'est une antenne plate convenable seulement pour la réception d'un seul satellite.

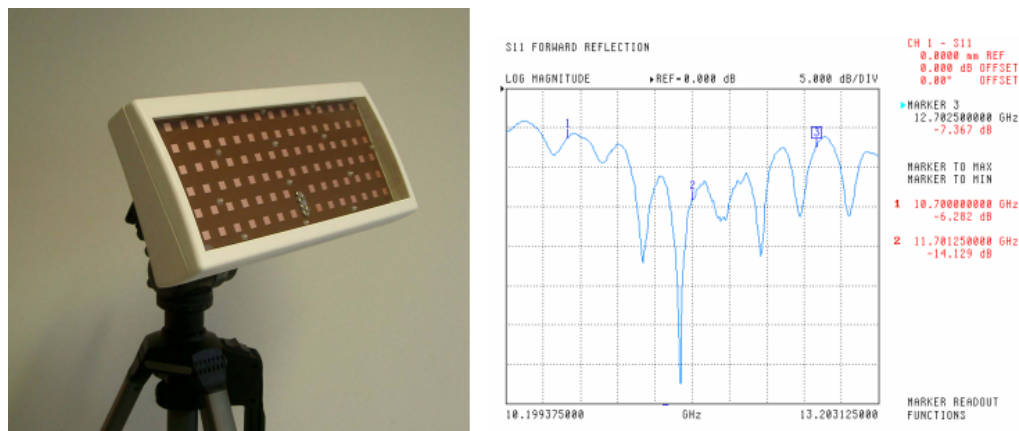


Figure 2.18 – Antenne proposée par [79] et son coefficient de réflexion.

Mousavi et al proposent [55], en 2008, quant à eux une antenne de réception satellite formée par 496 patches et dotée de la capacité de dépointage de faisceau dans deux directions permettant de pointer de façon continue le satellite souhaité. Le gain de cette antenne est de l'ordre de 20 dBi sur la bande [12 ; 12.7 GHz]. Le balayage couvre  $\pm 2.8^\circ$  en azimut et  $\pm 20^\circ$  en élévation. Ce prototype d'antenne utilise un algorithme permettant ainsi de former le faisceau principal en direction du satellite considéré afin de conserver la liaison lorsque le récepteur est en mouvement (Figure 2.19).

## 2.4 État de l'art au niveau de la recherche

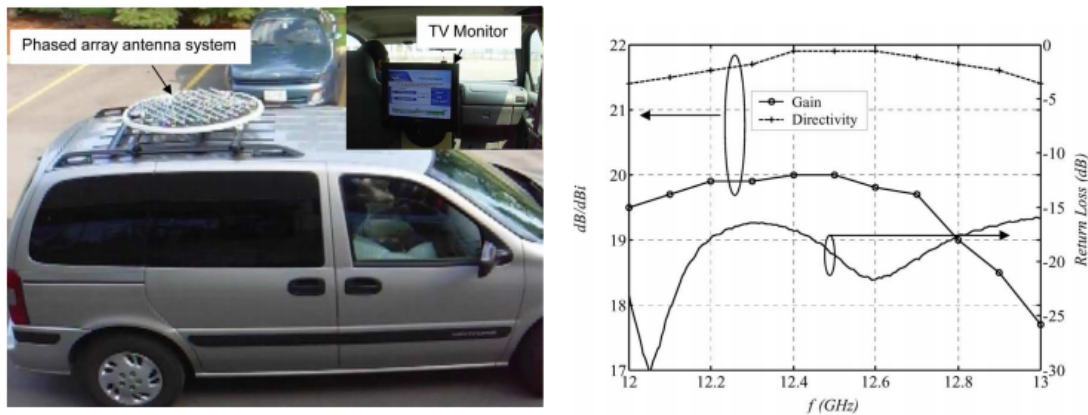


Figure 2.19 – Antenne proposée par [55] et ses performances.

Un sous-réseau de  $4 \times 4$  éléments est présenté dans [10], en 2009. L'élément rayonnant de base est un patch carré avec troncature alimenté par couplage au moyen d'une fente en "H". Une bande passante relative de 14% a ainsi été obtenue pour une fréquence centrale à 11.87 GHz. L'angle d'ouverture du lobe principal est de  $18^\circ$  et le premier lobe de réseau apparaît 14 dB en dessous du lobe principal. Les auteurs proposent d'utiliser 16 cellules formées par ce sous-réseau pour pouvoir obtenir le gain plus élevé requis pour ce type d'application.

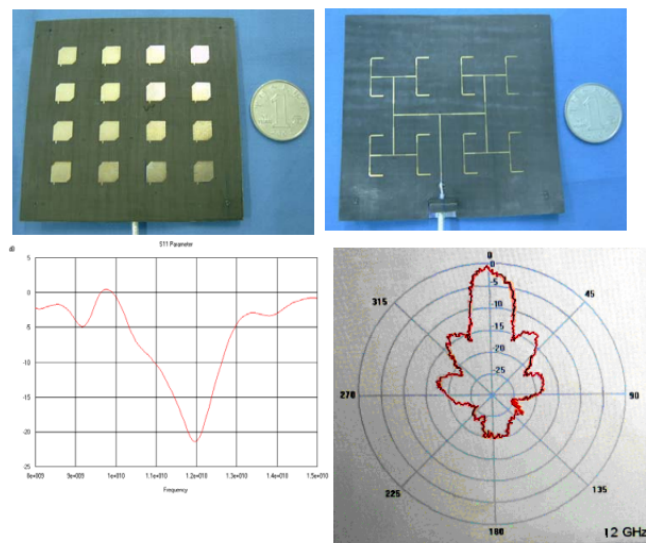


Figure 2.20 – Prototype d'antenne proposé par [10], coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement à 12 GHz .

Dans une autre publication [71] parue en 2010, une antenne à faible coût, légère avec double réflecteurs de forme parabolique est proposée. L'originalité de ce travail est lié à la nature grillagée des réflecteurs apportant un peu de transparence. Ses dimensions sont de l'ordre  $45 \times 22.5 \text{ cm}^2$ . Elle possède une large bande passante de 4 GHz et le gain maximal mesuré est égal à 31 dBi.

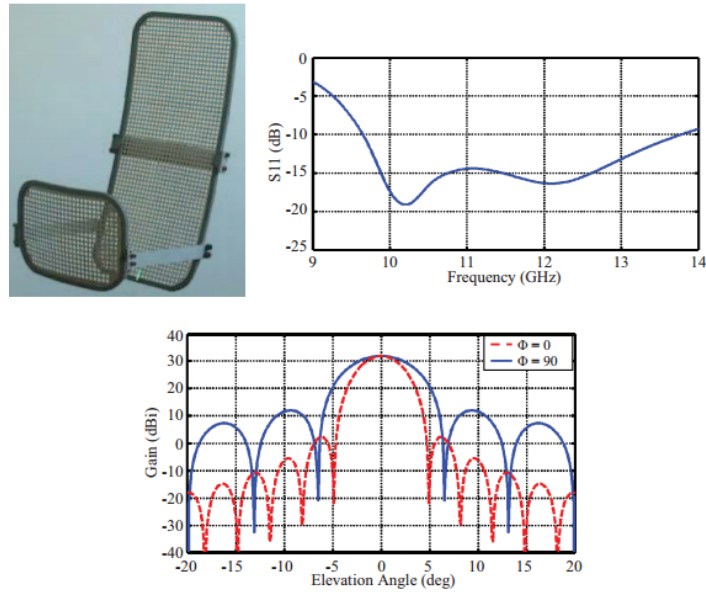


Figure 2.21 – Photo du prototype d’antenne proposé par [71], son coefficient de réflexion et son gain en élévation.

Dans [56], les auteurs décrivent la méthodologie de conception d’un réseau d’antennes à déphaseurs pour l’application Direct Broadcasting Satellite (DBS) dans la bande de fréquence de 12.2 – 12.7 GHz (en 2010). Les techniques et les configurations proposés permettent une réduction significative des dimensions de l’antenne. Le système de balayage est assuré par des mouvements mécaniques associés à un dépointage de faisceau de façon électronique.

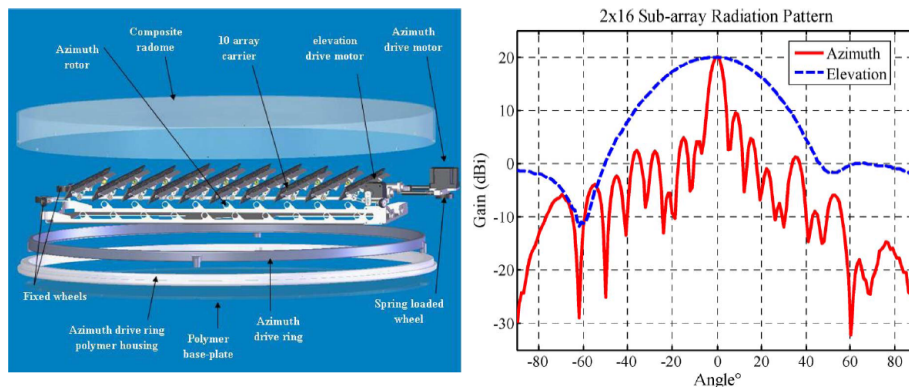


Figure 2.22 – Photo du prototype d’antenne proposé par [56] et son gain en élévation et en azimut.

Dans [20], les auteurs, en 2011, présentent une antenne réflecteur de 1.2 mètre d’émission/réception pour le broadcast satellite en bande Ku, en Amérique du sud. L’antenne proposée permet d’atteindre 28.82 dBi à la réception et 27.32 dBi à l’émission. La bande passante de ce réflecteur en transmission va de 11.4 à 12.8 GHz par contre l’émission se fait dans la bande de fréquence entre 13.7 et 14.5 GHz.

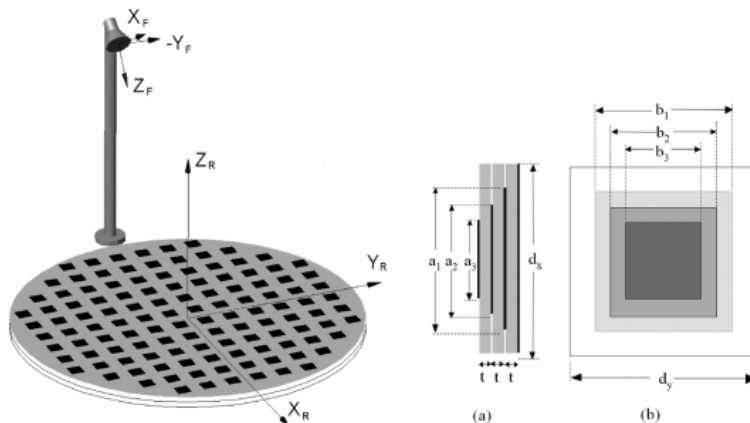


Figure 2.23 – Antenne proposée par [20] et la structure de son patch élémentaire.

D'autres travaux de recherche comme [54] proposent une antenne multibande (X, Ku et K). Il s'agit d'un réseau d'antennes dont la capacité de réception des signaux multibande repose sur l'utilisation d'un ensemble de patchs superposés où chacun est calé sur une des bandes désirées.

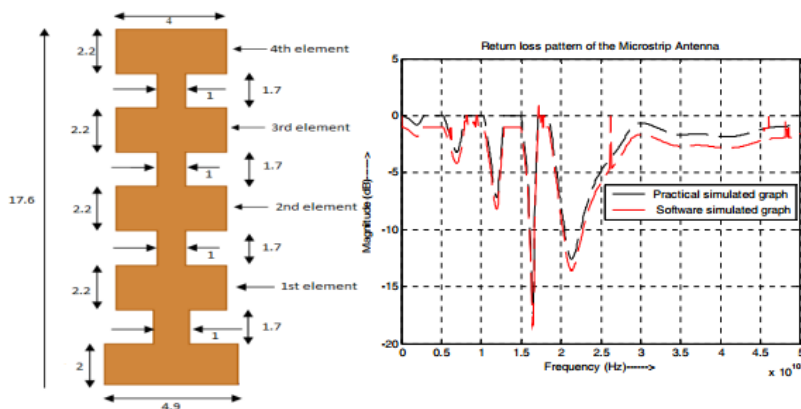


Figure 2.24 – Antenne proposée par [54] et la structure de son patch élémentaire.

Enfin, récemment (mars 2015), un accord a été signé entre le géant des satellites Intelsat et la compagnie PHASOR spécialisée dans la conception et la fabrication d'antennes à balayage électronique afin de proposer une antenne en bande Ku petite, discrète et autonome pour apporter plus de connectivité à bord des avions civils et gouvernementaux [36]. L'idée est alors de proposer plus de services (téléphonie, Internet, télévision) aux voyageurs sur les lignes longs et moyens courriers. La dynamique de recherche autour de cette problématique est donc bien actuelle et ouvre des perspectives très intéressantes.

## 2.5 Cahier des charges

C'est donc dans ce contexte très dynamique que se positionne nos travaux de recherche. Comme nous l'avons présenté, de nombreuses contributions existent

dans la littérature avec des performances intéressantes seulement sur une portion de la bande Ku. Notre ambition est alors d'explorer d'autres voies afin de proposer à termes une antenne répondant au cahier des charges suivant :

- Forme : antenne plate à épaisseur réduite ( $< 5$  cm de préférence)
- Bande de fonctionnement : 10.7 – 12.7 GHz
- Polarisation : Double polarisation linéaire
- Balayage : électronique en continu de  $\approx 80^\circ$
- Gain  $\geq 29$  dBi
- Niveau de la polarisation croisée  $< \text{à } 20$  dB
- Angle d'ouverture  $\leq 6^\circ$
- Faible coût





# 3

---

## Conception et réalisation de l'antenne imprimée large bande

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons mettre l'accent sur la conception d'une antenne élémentaire à bande passante et à polarisation maîtrisées. Les contraintes de coût et d'encombrement, exprimées au chapitre précédent, nous ont amenés à retenir la technologie planaire microstrip dont les avantages ne sont plus à démontrer. Dans cette technologie, la réalisation d'une antenne élémentaire dont les caractéristiques sont compatibles avec les objectifs du cahier des charges fixé est complexe. Le challenge à relever consiste alors à définir une empreinte rayonnante permettant de recevoir des signaux dans une large bande passante (20% de bande relative entre 10,7 et 12,7 GHz) et ce dans un volume compatible avec une mise en réseau ultérieure. En effet, l'objectif en terme de directivité (i.e. d'angle d'ouverture et de gain) et éventuellement de pointage électronique du faisceau principal n'est pas un objectif prioritaire dans la mesure où ce dernier peut être géré dans une seconde étape, qui fera l'objet du chapitre suivant. Par contre, de par la nature des signaux émis par les satellites de broadcast télévisuel, le critère de la polarisation doit être intégré dès l'étape de conception de l'antenne élémentaire. Ce dernier est d'autant plus important que la réception concurrente de signaux émis suivants deux polarisations orthogonales est requise. Le critère de la bande passante, associé à celui de la polarisation, est, de notre point de vue, le critère le plus prégnant. Aussi, nous allons présenter, dans un premier temps, les principales solutions et techniques permettant la conception d'antennes à large



### 3.2 Famille d'antennes large bande

bande passante. Cet état de l'art, qui ne se veut en aucun cas exhaustif, nous permettra de définir, dans la technologie retenue, la base de conception de l'antenne élémentaire de notre futur réseau. Aussi, nous détaillerons, dans ce chapitre, la démarche de conception que nous avons suivie de cette antenne planaire respectant les critères de bande passante et de stabilité de la polarisation tout en conservant une empreinte compatible avec une mise en réseau.

## 3.2 Famille d'antennes large bande

Depuis de nombreuses années, la communauté scientifique s'est activement penchée sur la problématique de la bande passante des antennes. La littérature sur ce sujet est donc très riche et il serait illusoire d'avoir l'ambition d'en dresser un panorama exhaustif. Néanmoins, dans ce fourmillement de contributions scientifiques, quelques grandes familles d'antennes large bande se dégagent. En effet, plusieurs techniques sont possibles et c'est en général le domaine d'utilisation, les contraintes d'encombrement et les conditions liées à leur installation qui conditionnent leur conception. Aussi, dans cette section, nous allons dresser les principales catégories d'antennes large bande. Leur analyse nous permettra alors de dégager les avantages et les inconvénients de chaque solution afin de définir les grands axes de conception de notre solution.

### 3.2.1 Antennes à ondes progressives

La première catégorie d'antennes possédant des propriétés large bande sont les antennes à ondes progressives. Leur principe est basé sur une transition entre la structure guidée et l'espace libre ce qui empêche la formation d'onde stationnaire. Un exemple très utilisé de ce type d'antenne est le cornet où la transition se fait progressivement entre le guide et l'espace libre souvent sur une distance supérieure à la longueur d'onde (Figure 3.1). En l'absence d'obstacle à la propagation, ce type d'antenne présente une bonne adaptation, permet d'obtenir une bande passante très large et son gain peut atteindre 20 dBi [3]. Cette antenne est par conséquent un standard universel de calibrage, de mesure de gain pour d'autres antennes à gain très élevé. Les performances du cornet sont profondément affectées par le type, la direction et le nombre de section qui le constitue.

La polarisation est quant à elle gérée par la nature de l'excitation. La qualité de polarisation est ainsi assurée par le maintien de l'établissement du champ électrique dans la transition. La maîtrise mécanique de la réalisation est donc fondamentale. Il est aussi relativement aisé de disposer, avec ce types d'antennes d'une bonne qualité de polarisation notamment linéaire. Malgré ces avantages, la taille et le manque de flexibilité de cette antenne ne la rend pas attractive pour

notre application.

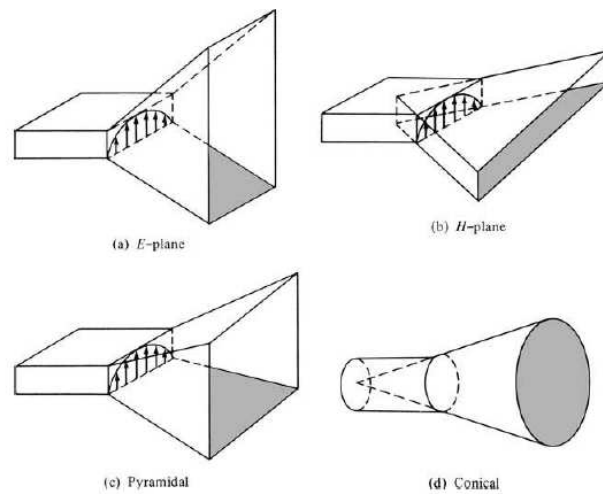


Figure 3.1 – Différentes configurations d'antenne cornet électromagnétique [3].

Parmi les antennes à ondes progressives autres que les guides d'ondes, on trouve les lignes de transmission qui sont eux aussi des supports de propagation d'ondes aux dimensions réduites et pratiques [47]. Nous rappelons qu'il est nécessaire de coupler un mode excité dans la zone des modes continus pour favoriser le rayonnement. Les inconvénients majeurs d'une simple ligne de transmission sont la faible directivité, les lobes secondaires assez élevés ainsi qu'un faisceau principal incliné d'un certain angle mais qui peut être contrôlé à l'aide de sa longueur. Pour remédier à ces problèmes, des études ont proposé d'introduire une fente à transition progressive ou Tapered Slot Antennas (TSA) présentée par une fente qui s'élargit selon une forme donnée comme dans le cas d'une antenne Vivaldi [27](d'autres exemples sont donnés Figure 3.2). Ce type d'antenne possède une très large bande passante de l'ordre de 125% et son gain varie de 7 à 10 dBi suivant les différents types de TSA [18]. En ce qui concerne son rayonnement, il est unidirectionnel et sa direction est déterminée par l'orientation de son substrat.

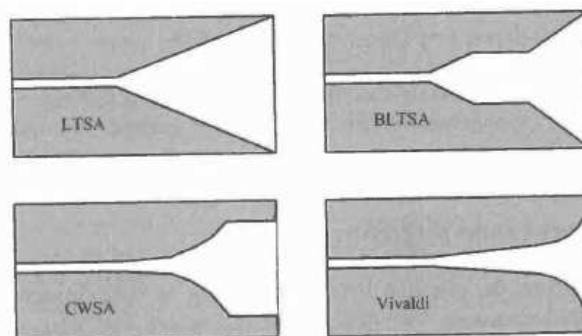


Figure 3.2 – Antennes à transition progressive, les TSA [47].

### 3.2.2 Antennes indépendantes de la fréquence

Une autre grande famille des antennes large bande est la famille des antennes indépendantes de la fréquence. Ce type d'antennes possède des caractéristiques (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée et polarisation) inchangées sur une bande passante supposée infinie [69]. Sur ce principe, plusieurs topologies ont été proposées dans la littérature telles que l'antenne spirale, l'antenne conique à motif spiral métallique, l'antenne logarithmique ou encore l'antenne sinueuse présentées Figure 3.3 [78]. De par leur géométrie, ces antennes possèdent la particularité de conserver les mêmes performances dans une bande de fréquence inversement proportionnelle à leur dimensions. En d'autres termes, cela signifie que la bande passante de ces antennes est, par conséquent, limitée. C'est alors le brin le plus court qui fixe la fréquence haute de fonctionnement et le plus long la fréquence basse. Notons que la plupart de ces antennes sont des structures dipolaires qui nécessitent donc une alimentation symétrique. L'utilisation d'un balun est alors parfois obligatoire ce qui peut contraindre la bande passante théorique de ces antennes.

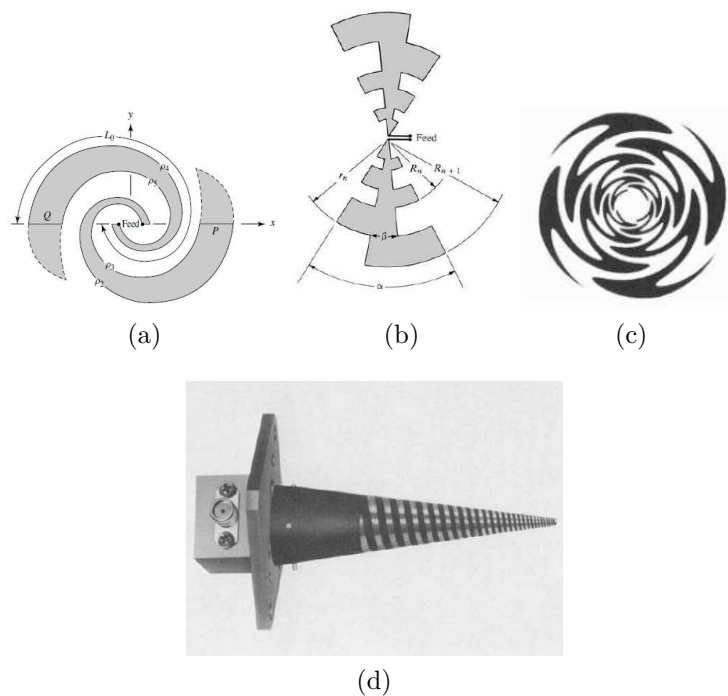


Figure 3.3 – Différents types d'antennes indépendantes de la fréquence (a)- Antenne spirale [3], (b)- Antenne trapézoïdale logarithmique [3], (c)- Antenne sinueuse [47] et (d)- Antenne conique avec spirale métallique [3].

### 3.2.3 Antennes Monopôles planaires

Cette catégorie d'antennes comprend essentiellement deux grands types de structures : l'antenne monopôle avec plan de masse infini ou celle avec plan de

masse réduit (Figure 3.4)[47, 12, 11]. Les monopôles à masse infinie permettent d'avoir un rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal mais, dans le plan d'élévation, ce dernier varie avec la fréquence. De plus, il présente un minimum dans la direction orthogonale au plan de masse ce qui n'est pas forcément favorable dans notre cas. En fonction de la géométrie de la base de cette antenne, la distance au plan de masse, les perturbations éventuelles des courants sur la structure, la bande passante peut atteindre plus de 160% en bande relative [47].

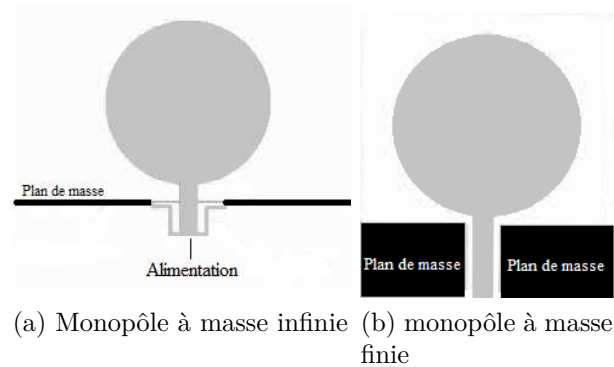


Figure 3.4 – Exemples d'antennes monopôles.

### 3.2.4 Conclusion

L'étude des grandes familles d'antennes large bande nous permet de faire le bilan suivant :

Tableau 3.1 – Choix du type d'antenne à retenir.

Type d'antenne	Bande passante relative	Polarisation linéaire	Encombrement	Gain	Intégration en réseau
Antennes à ondes progressives	+++	+++	---	+++	--
Antennes indépendantes de la fréquence	+++	-	--	++	-
Antennes monopôles	++	+	-	+	-
Antennes patches	-	+++	+++	-	+++

D'après ce tableau récapitulatif, nous constatons que, malgré les bonnes performances assurées par les trois premières catégories, nous ne pouvons pas les

### 3.3 Antenne patch

retenir parce que, d'un point de vue dimensions, ces antennes ont des géométries, parfois, tridimensionnelles et donc volumiques.

Ainsi, pour respecter les contraintes définies dans le cahier des charges exigeant une antenne à faible impact visuel, notre choix va donc s'orienter vers les antennes patches qui possèdent l'avantage d'être plus compacts et aux dimensions réduites. Cependant, une antenne patch a un gain faible mais ceci peut être corrigé par une mise en réseau. Par contre pour traiter le problème de la bande passante qui doit être d'au minimum 20% selon les conditions imposées par le cahier des charges, nous proposons dans la section suivante d'étudier les caractéristiques d'une nouvelle structure d'antenne à large bande passante avec la technologie micro-ruban. La conception de cette dernière est basée sur la transformation de la géométrie d'une antenne patch simple.

## 3.3 Antenne patch

En nous appuyant sur les conclusions précédentes, l'utilisation d'antennes imprimées permet théoriquement de satisfaire une partie des contraintes imposées telles que la discrétion (faible volume)[63, 62, 47], la maîtrise de la polarisation (qui dépend de la géométrie de l'antenne et du mode excité) et sa capacité à être intégrée en réseau pour répondre non seulement au critère de gain mais aussi de fonctionnalité (pointage électronique). Cependant, pour les antennes imprimées résonantes, les inconvénients majeurs se manifestent au niveau de leur bande passante réduite [82, 4] (lié au coefficient de qualité élevé de telle structure), de leur gain relativement modeste et leur faible capacité à supporter les puissances élevées. Dans le cadre de notre étude, un nouveau design d'antenne imprimée est proposé afin de lever le verrou de la bande passante tout en conservant les autres propriétés. Nous avons ainsi choisi de travailler sur la modification de la géométrie d'une antenne patch rectangulaire et l'utilisation de quelques astuces pour la concevoir. Ces solutions seront discutées au paragraphe 3.4. Aussi, dans un premier temps pour mieux comprendre la démarche suivie, nous allons introduire les principales caractéristiques du résonateur original. Cela fait l'objet du paragraphe suivant.

### 3.3.1 Antenne patch rectangulaire et définitions

**Modèle de base :**

L'antenne micro-ruban est constituée d'une mince couche métallique d'épaisseur  $e$  très petite par rapport à la longueur d'onde dans l'espace libre  $\lambda_0$  ( $e \ll \lambda_0$ ) imprimée sur un diélectrique de hauteur  $h$  très faible devant  $\lambda_0$  ( $h \ll \lambda_0$ ) au dessus d'un plan de masse (Figure 3.5). A sa résonance, l'excitation du résonateur

donne naissance à des champs électriques diffractés en phase sur les bords de l'antenne. Très souvent, cet élément rayonnant (appelé aussi patch) prend une forme géométrique simple comme un carré, un rectangle, un cercle ou encore un triangle, etc. Ces formes d'antennes sont les plus utilisées à cause de leur analyse et leur synthèse simples. Les performances électriques de ce résonateur sont alors intrinsèquement liées à la géométrie et les dimensions du patch, de la hauteur et de la nature du substrat support.

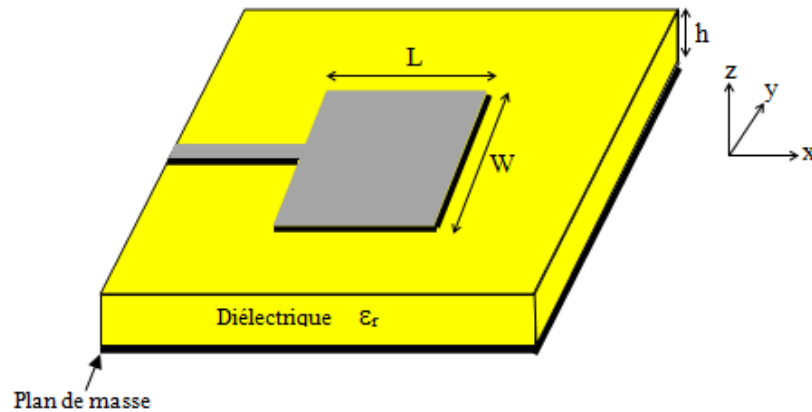


Figure 3.5 – Antenne patch microruban.

### Fréquence de résonance :

La fréquence de travail d'un patch est intrinsèquement liée à ses dimensions (la longueur  $L$  du patch pour une antenne rectangulaire) et aux conditions de propagation le long du ruban. Dans un modèle simplifié du comportement du patch (Figure 3.6), nous pouvons assimiler le résonateur à une ligne de transmission (déphaseur réciproque) permettant de synchroniser les champs contributifs au rayonnement situés aux extrémités de la ligne afin d'assurer une recombinaison constructive de ces derniers en champ lointain. Ceci est réalisé quand la relation  $L = \alpha \frac{\lambda_g}{2}$  est satisfaite, où  $\frac{\lambda_g}{2}$  est la longueur d'onde guidée par la ligne et  $\alpha$  un entier naturel impair.

Pour  $\alpha$  pair, les champs aux extrémités sont en opposition de phase et les recombinaisons en champ lointain sont donc destructives. Ces derniers ne sont donc pas intéressants. Par conséquent, un patch présente une infinité de modes résonants susceptibles de s'installer. C'est alors la manière d'exciter la structure qui définira quels modes sont couplés de manière efficace. Notons, ici, qu'il existe aux extrémités du patch des champs de fuite qui font que la longueur physique de l'élément est augmentée d'une distance complémentaire  $\Delta L$  de chaque côté (Figure 3.6- (a)). Cette longueur est alors dépendante de la permittivité du substrat et du rapport entre la largeur  $W$  de la ligne et la hauteur  $h$  du substrat.

### 3.3 Antenne patch

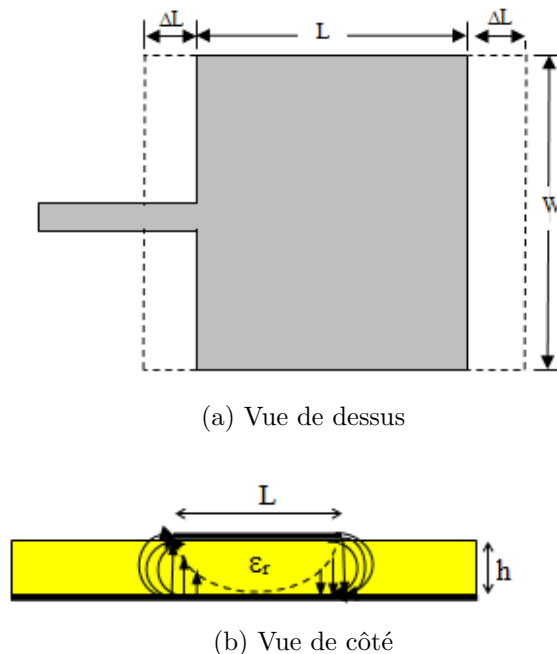


Figure 3.6 – Longueurs physique et électrique du patch.

Pour le mode dominant, le lien entre la fréquence de résonance  $F$  et la longueur effective  $L_{eff}$  est donnée par :

$$F = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left( \frac{1}{L_{eff}} \right) \quad (3.1)$$

avec  $c$  la vitesse de la lumière dans l'espace libre,  $\epsilon_{eff}$  la permittivité effective du milieu équivalent dans lequel s'effectue la propagation (approximation TEM) et  $L_{eff} = L + 2\Delta L$ .

#### **Bande passante :**

La bande passante peut être définie par un ou plusieurs critères physiques. Par conséquent, elle n'a pas de définition unique et il est important à chaque fois de spécifier le critère utilisé (l'impédance, la polarisation ou encore le rayonnement). La bande passante est la plage de fréquence (entre  $f_{min}$  et  $f_{max}$ ) dans laquelle le critère spécifié est respecté [75]. De façon générale, la bande passante relative est donnée par l'expression suivante :

$$BP = \frac{2(f_{max} - f_{min})}{f_{max} + f_{min}} \times 100\% \quad (3.2)$$

Les définitions les plus répandues sont données en termes de rayonnement, de polarisation et le plus généralement en terme d'impédance.

**- Bande passante définie en terme du rayonnement :**

L'angle d'ouverture, le niveau des lobes secondaires et le gain d'une antenne varient tous avec la variation de la fréquence. Si on spécifie l'une de ces grandeurs comme minimum ou maximum, la bande passante relative à cette grandeur peut être alors déterminée [13].

**- Bande passante en terme de polarisation :**

Les propriétés de la polarisation (linéaire ou circulaire) d'une antenne sont souvent liées à une fréquence fixe. La spécification d'un maximum de polarisation croisée ou d'un niveau de rapport axial peut être utilisée pour définir la bande passante.

**- Bande passante définie par l'impédance :**

L'impédance d'entrée d'une antenne varie en fonction de la fréquence. La plage de fréquences dans laquelle cette impédance reste adaptée au générateur est définie comme bande passante en terme d'impédance. Celle-ci est généralement exprimée à partir du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) ou du rapport d'onde stationnaire ( $ROS$ ). L'adaptation d'impédance peut être traduite par un coefficient de réflexion inférieur à un niveau spécifique (en général, -10dB ou -15dB) ou un  $ROS$  typiquement inférieur à 2 ou 1.5 [13]. En outre, la bande passante est inversement proportionnelle au facteur de qualité de l'antenne, donnée par la relation suivante :

$$BP = \frac{ROS - 1}{Q\sqrt{ROS}} \quad (3.3)$$

Pour la suite de l'étude, le critère du coefficient de réflexion inférieur à -10 dB est retenu pour définir la bande passante de l'antenne. Nous veillerons cependant à vérifier le comportement des autres paramètres sur la bande ainsi définie. Comme nous le montrerons un peu plus loin dans ce manuscrit, la maîtrise de la bande passante est l'un des facteurs limitant des antennes résonantes. Il est alors souvent nécessaire de faire appel à des techniques permettant l'élargissement de cette bande passante.

**Facteur de qualité :**

Le facteur de qualité est définie par le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie perdue par le circuit.

$$Q = \frac{E_{stockée}}{2\pi E_{perdue}} \quad (3.4)$$

De façon générale, le facteur de qualité représente l'ensemble des pertes de l'antenne, entre autre, les pertes dues au rayonnement que l'on cherche à maximiser, à la conductance ohmique, aux pertes diélectriques et aux ondes de surface qu'il convient de minimiser [13, 30, 29, 23]. Ainsi, le facteur de qualité total est in-



### 3.3 Antenne patch

fluencé par toutes ces pertes et s'écrit, généralement, comme suit :

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{ray}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{os}} \quad (3.5)$$

Où :

$Q_t$  = Facteur de qualité total

$Q_{ray}$  = Facteur de qualité dû au rayonnement

$Q_c$  = Facteur de qualité dû à la conductance (ohmique)

$Q_d$  = Facteur de qualité dû au diélectrique

$Q_{os}$  = Facteur de qualité dû aux ondes de surface

Il faut noter que les pertes dues aux ondes de surface sont liées à la hauteur du substrat  $h$ . En effet, plus le substrat est mince plus ces pertes sont faibles mais elles augmentent au fur et à mesure qu'on augmente l'épaisseur du substrat. Elles doivent alors être prise en considération. Cela est d'autant plus important que lorsqu'elles existent, ces ondes peuvent être rayonnantes et donc de modifier de manière significative le diagramme de rayonnement global de l'antenne.

#### **Polarisation :**

La polarisation d'une antenne est définie par la variation de la direction et de la valeur en rayonnement lointain du vecteur du champ électrique en fonction du temps. Il existe des antennes à polarisation linéaire, circulaire ou elliptique [48, 64]. Par exemple, si le vecteur du champ électrique en un point d'espace est toujours dirigé suivant un seul axe, on parle alors d'une polarisation linéaire. Par contre, s'il change de direction en fonction du temps alors on parle d'une polarisation circulaire ou elliptique. De manière générale, les polarisations linéaires et circulaires représentent des cas particuliers de la polarisation elliptique [3].

### **3.3.2 Problématique au niveau de la bande passante d'une antenne patch**

Probablement, la plus importante limitation d'une antenne dans la technologie microruban est sa bande passante étroite intrinséquement liée à son caractère résonant [15, 43]. De nombreuses contributions portent sur la définition de techniques permettant l'optimisation de cette bande passante. Nous allons donner, dans ce qui suit, un aperçu sur les performances et les coûts des techniques pratiques les plus utilisées. Les facteurs affectant la bande passante d'une antenne patch sont essentiellement : la géométrie du résonateur, le choix de l'alimentation, les caractéristiques du substrat ainsi que l'arrangement de l'élément rayonnant et ces éléments parasites. En effet, l'élargissement de la bande passante d'un patch

peut être attribué à la diminution du facteur de qualité simultanément avec une excitation de multiples résonances [13]. Les méthodes les plus couramment utilisées sont mentionnées Figure 3.7 :

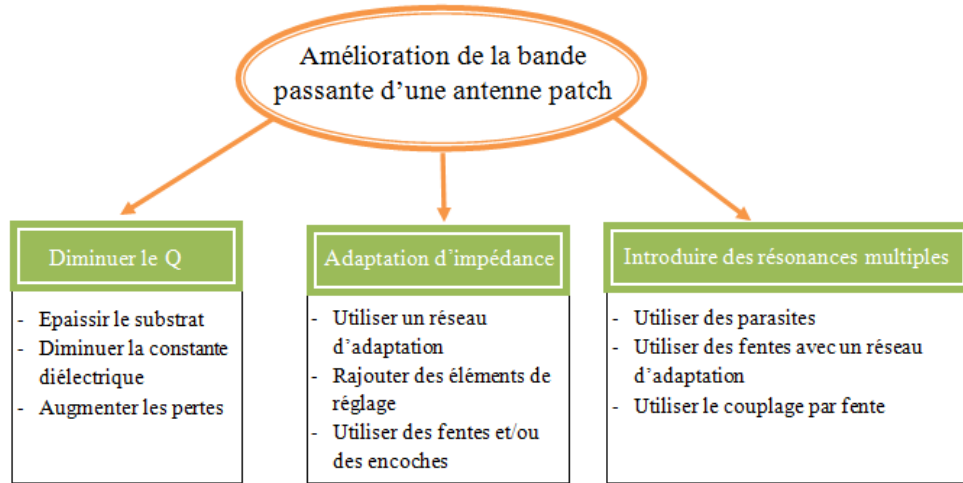


Figure 3.7 – Techniques d'élargissement de la bande passante.

### Réduction du facteur de qualité $Q$

D'après l'équation 3.4, le coefficient de qualité est le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie perdue par cycle. Il existe donc deux manières d'aborder la problématique de la bande passante en travaillant soit sur l'énergie stockée, soit sur l'énergie perdue par cycle.

Dans le cas de l'antenne patch, l'énergie stockée est l'énergie réactive principalement confinée sous le motif définissant l'encombrement électromagnétique de l'antenne. Pour augmenter la bande passante, il est alors possible d'augmenter la hauteur du substrat ou encore d'en diminuer la permittivité relative [47, 14, 15]. Ceci a pour objectif de diminuer l'intensité du champ électrique et par voie de conséquence l'énergie emmagasinée. Ceci étant, l'utilisation de ces techniques est limitée. En effet, l'augmentation de la hauteur du substrat impose, dans le cas d'une excitation coaxiale, un éloignement du point d'excitation du plan de masse. L'âme de coaxial assurant la connexion agit alors localement comme une inductance en série avec le résonateur modifiant, de facto, le comportement de celui-ci. De plus, cette augmentation de l'épaisseur  $h$  favorise le couplage de modes propagatifs à la discontinuité, les pertes augmentent diminuant d'autant le facteur de qualité. Ceci étant, du fait des dimensions finies du plan de masse, ces modes propagatifs se diffractent aux arêtes et perturbent ainsi le rayonnement de la structure ou favorisent le couplage inter-élément lors d'une mise en réseau.

En s'appuyant sur les deux paramètres précédents, la Figure 3.8 donne une idée sur le maximum de bande passante définie pour  $|S_{11}| < -10\text{dB}$ . D'après cette

### 3.3 Antenne patch

figure, nous constatons que, pour les configurations de l'étude, la bande passante relative n'excède pas les 8%. Notons, ici, que les auteurs se sont limités à des rapports  $\frac{h}{\lambda_0}$  très petits afin de limiter le couplage des modes propagatifs aux discontinuités et ainsi imputer l'augmentation de  $\Delta f$  au paramètre de l'étude.

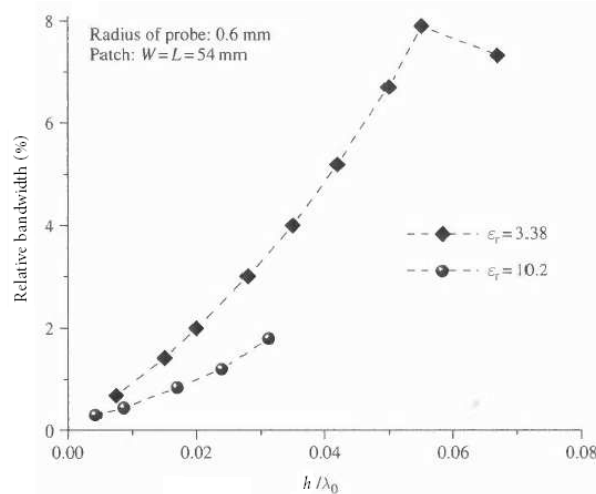


Figure 3.8 – Bande passante en fonction du rapport d'épaisseur du substrat [13].

### Antennes "multi-résonantes"

Vu les difficultés et les limitations rencontrées avec la réduction du facteur de qualité  $Q$ , d'autres stratégies peuvent être utilisées. L'une d'elles consiste en l'excitation simultanée de deux ou plusieurs résonances adjacentes. Pour cela, la façon la plus intuitive consiste à coupler plusieurs résonateurs à pertes entre eux. Les coefficients de qualité propres des résonateurs donnés, il est possible de former la bande passante en maîtrisant les couplages qui peuvent être électromagnétique [13, 47]. Il existe ainsi plusieurs arrangements possibles suivant la nature et la valeur du coefficient de couplage recherché. Aussi, nous les retrouvons, généralement, soit dans le même plan ou au-dessus du patch principal (Figure 3.9).

La superposition des résonateurs nous permet d'élargir la bande passante (de l'ordre de 20%) et aussi d'améliorer le gain (une dizaine de dBi). Ces performances sont atteintes lorsque la permittivité moyenne des substrats superposés est faible [70, 19, 58, 40]. Par contre, pour les hautes fréquences, la maîtrise de l'alignement des masques lors de la superposition des résonateurs est critique et largement dépendante du process technologique sur lequel on s'appuie.

La technique d'arrangement coplanaire des résonateurs, quant à elle, permet d'élargir la bande passante avec l'excitation de plusieurs résonateurs très proches les uns des autres [1, 9, 7, 46]. La contrainte technologique est reportée sur la résolution de la gravure. De plus, cette technique augmente la taille de l'antenne de manière significative. À bande passante donnée, la taille de l'antenne peut

devenir proche voire même plus grande que la longueur d'onde  $\lambda_0$  dans le milieu de rayonnement. Par conséquent, l'empreinte de l'antenne devient incompatible avec une mise en réseau (apparition des lobes de réseau)[8, 16, 38]. Pour y remédier, certains travaux de recherche réalisés au laboratoire proposent d'utiliser la technique du patch partagé. Celle-ci permet de lever ce verrou mais une étude spécifique à chaque type et géométrie d'antenne est alors nécessaire [84].

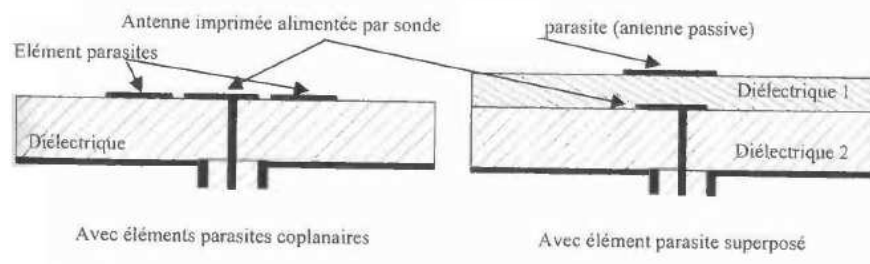


Figure 3.9 – Technique d'élargissement de la bande passante par couplage de résonances [47].

### Technique d'adaptation d'impédance

Il est possible d'élargir la bande passante d'une antenne en ajoutant un réseau d'adaptation d'impédance à son entrée [6]. Il est utilisé pour optimiser le transfert de puissance entre le résonateur et la source. Ainsi, nous obtenons, naturellement, un élargissement dans la bande passante. Il existe deux approches possibles. La première est une approche externe dans laquelle un circuit d'adaptation est inséré entre la source et l'antenne [65, 6]. Dans ce cas, le volume électromagnétique de l'antenne ne se limite plus qu'à l'antenne seule mais intègre aussi celui du réseau. La taille de l'antenne élémentaire augmente donc en proportion ce qui peut introduire une incompatibilité ultérieure pour une mise en réseau. La deuxième approche est, quant à elle, moins intuitive mais à terme plus intéressante. Elle consiste à travailler dans le volume de l'antenne et d'imposer en un point donné une variation d'impédance d'entrée complexe conjuguée de celle de la source. Les techniques classiquement utilisées sont l'insertion de fentes ou d'encoches qui permettent de modifier les trajets des courants de surface et donc de la distribution d'impédance le long de l'antenne. Un exemple caractéristique est l'antenne E. Cette méthode est intéressante puisqu'elle permet de conserver voire même de réduire la taille de l'antenne d'origine qui ne compromettra pas sa mise en réseau [26, 73].

## 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

La problématique globale à laquelle nous devons répondre est complexe puisqu'elle est constituée de plusieurs contraintes souvent antagonistes. Le choix que nous avons fait consiste à réduire la complexité du problème en mettant la lumière, dans un premier temps, sur la contrainte de bande passante et polarisation. La problématique du gain sera traitée par la suite avec la mise en réseau de l'antenne élémentaire ainsi conçue et traitée au chapitre suivant.

### 3.4.1 Antenne patch rectangle

La conception de l'antenne est basée sur la transformation d'une antenne rectangulaire simple à bande passante réduite en une structure répondant au critère de bande passante, en introduisant quelques perturbations sur sa géométrie [51, 5]. Pour un patch rectangulaire, la bande passante dépend généralement de la géométrie de l'antenne, la permittivité relative du substrat  $\epsilon_r$  ainsi que son épaisseur  $h$ . La technique d'élargissement de bande passante la plus simple est la réduction du facteur de qualité. Comme nous l'avons montré précédemment, nous avons intérêt, dans ce contexte, à choisir un substrat avec une faible permittivité relative  $\epsilon_r$ , à augmenter son épaisseur  $h$  ou encore à augmenter la largeur du patch  $W$  [13]. Néanmoins, avec cette méthode, la bande passante reste limitée à 10% au maximum. Pour mettre en évidence ce propos, nous avons considéré un patch rectangulaire imprimé sur un substrat Téflon de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.55$  et de pertes diélectriques  $\tan \delta = 0.007$  et d'épaisseur  $h = 1.58$  mm. Le patch est simulé avec CST Microwave Studio®. Pour une fréquence de résonance de 11.7 GHz, les dimensions du patch rectangulaire peuvent être obtenues à partir des expressions analytiques données dans [2] par :

$$L = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3.6)$$

avec

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.262\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.813\right)} \quad (3.7)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.8)$$

Où :  $c$  est la célérité de la lumière dans l'air,  $f$  est la fréquence,  $L$  est la longueur résonante du patch,  $W$  est sa largeur,  $h$  et  $\epsilon_{eff}$  sont l'épaisseur du substrat et sa permittivité effective du milieu, respectivement.

La largeur initiale de l'antenne est donnée par l'expression suivante [2] :

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.9)$$

Les dimensions finales de cette géométrie simple sont optimisées pour obtenir la plus large bande passante possible. Son coefficient de réflexion est présenté Figure 3.10. La meilleure bande passante est de l'ordre de 10 %, ce qui n'est bien évidemment pas suffisant pour notre application.

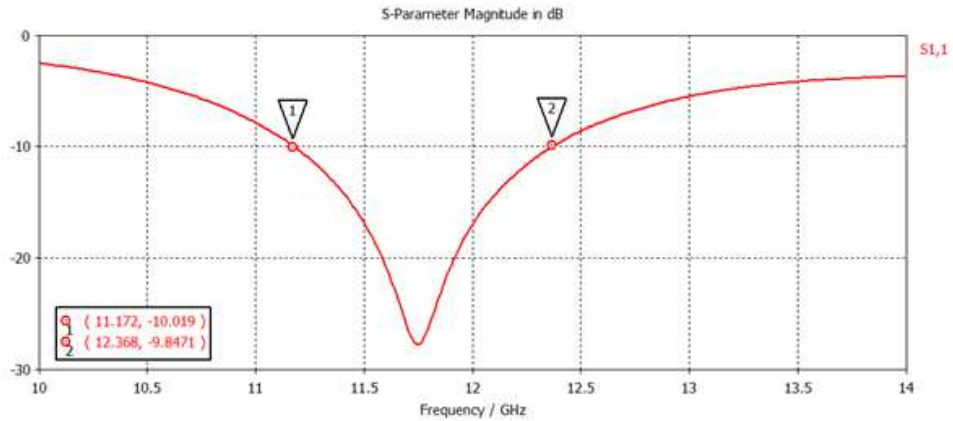


Figure 3.10 – Coefficient de réflexion  $S_{11}$  du patch rectangulaire pour une fréquence de résonance de 11.7 GHz ( $L = 7$  mm et  $W = 13$  mm).

Pour une antenne patch rectangulaire, la bande passante est donc intrinsèquement limitée. Afin de repousser cette limite, une idée consiste, pour un point d'excitation donné, de proposer deux longueurs de résonance indépendantes et par conséquent deux fréquences de résonance. Ces deux longueurs doivent être orientées suivant le même axe afin de préserver la direction des majoritaires de courant et ainsi maintenir la même polarisation. En nous appuyant sur les équations analytiques données dans [2], et pour une configuration technologique donnée, il est possible de lier  $f_0$  à  $L$ . Pour un patch fabriqué sur un substrat de Téflon ayant une permittivité relative  $\epsilon_r = 2.55$ , des pertes diélectriques  $\tan \delta = 0.007$  et une épaisseur  $h = 1.58$  mm, pour une largeur  $W$  fixe, la variation de sa longueur  $L$  en fonction de la fréquence de résonance est représentée Figure 3.11.

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

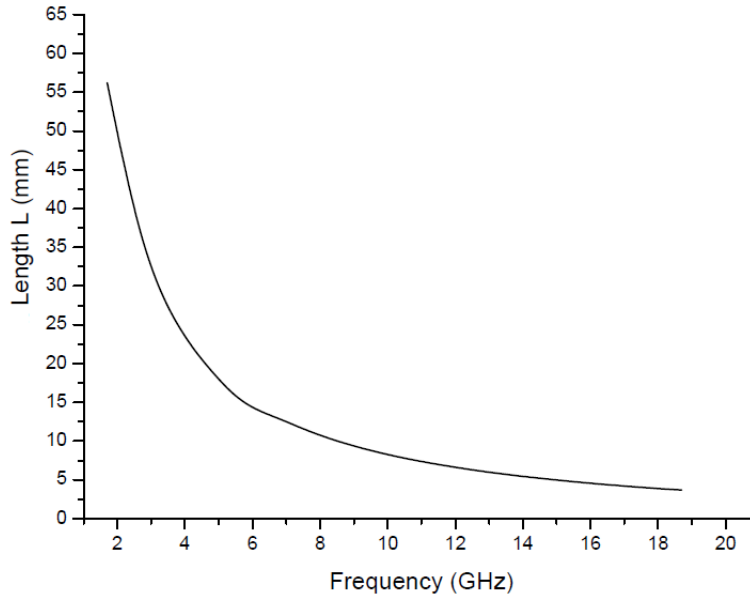


Figure 3.11 – Variation de la longueur du patch rectangulaire en fonction de la fréquence de résonance avec  $W = 13$  mm,  $h = 1.58$  mm et  $\epsilon_r = 2.55$ .

Pour une longueur de résonance donnée, il est nécessaire de trouver le long de l'antenne le point d'excitation assurant le maximum de transfert d'énergie. L'antenne patch doit alors présenter une impédance d'entrée complexe conjuguée de celle de la source (généralement fixée à  $50 \Omega$ ). À la fréquence de résonance (définie par  $\sum Im = 0$ ), la variation de l'impédance d'entrée suit l'expression donnée dans [2] par :

$$R_i = \frac{1}{2G} \sin^2 \frac{\pi x}{L} \quad (3.10)$$

avec  $G$  la conductance de rayonnement exprimée par :

$$G = \frac{W}{120\lambda_0} \left( 1 - \frac{\left( \frac{2\pi h}{\lambda_0} \right)^2}{24} \right) \quad (3.11)$$

et  $x$  la distance par rapport à son centre.

En utilisant 3.11 dans 3.10, il est possible de montrer que la partie réelle de l'impédance d'entrée dépend de la géométrie de l'antenne ( $W$ ,  $L$  et  $h$ ), de la fréquence et de la position fixe  $x$  de l'excitation . Aussi, pour une combinaison ( $W$ ,  $h$  et  $\epsilon_r$ ) et une position de l'excitation  $x$  données, la résistance d'entrée ne va dépendre que de la fréquence.

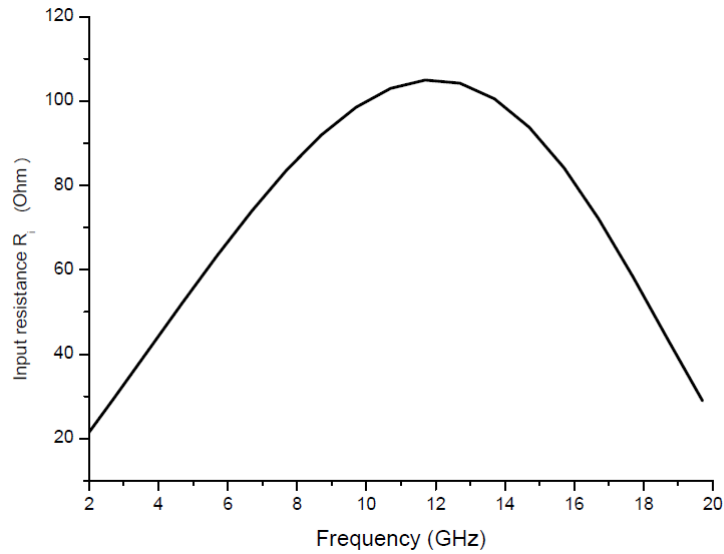


Figure 3.12 – Variation de l'impédance d'entrée  $R_i$  du patch rectangulaire selon la fréquence pour  $W = 13$  mm,  $h = 1.58$  mm,  $\epsilon_r = 2.55$  et  $x = 2.7$  mm.

Afin d'illustrer ce propos, la courbe d'impédance représentée Figure 3.12 a été tracée pour  $W = 13$  mm  $h = 1.58$  mm,  $\epsilon_r = 2.55$  et  $x = 2.7$  mm. Cette caractéristique est intéressante dans la mesure où elle présente une surjectivité. Ceci implique, par exemple, qu'une impédance d'entrée de  $50 \Omega$  est obtenue à deux fréquences différentes, la première à 4.7 GHz et la deuxième à 18.2 GHz. Deux modes colinéaires distincts peuvent ainsi être couplés au même point d'excitation.

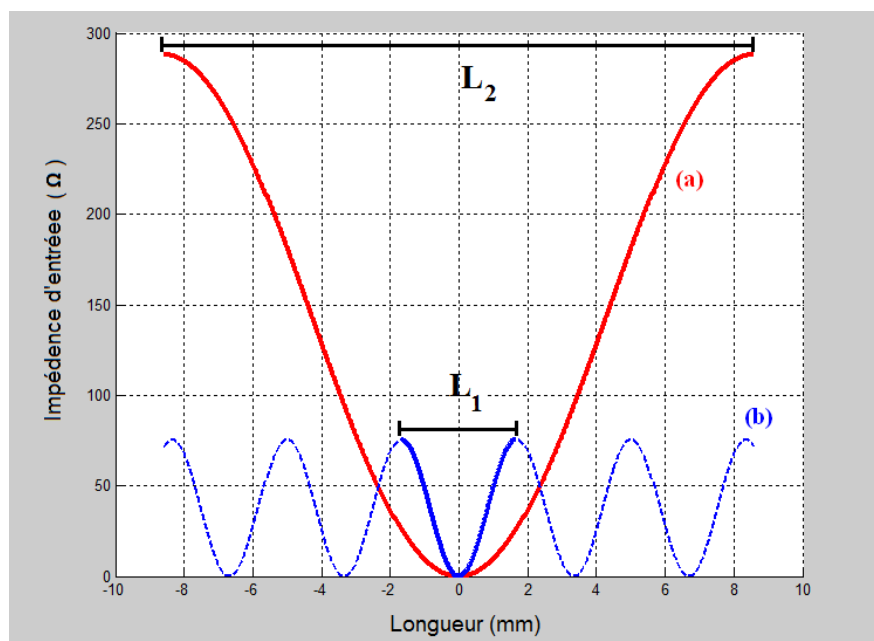


Figure 3.13 – Variation de l'impédance liée aux deux résonance des modes fondamentaux de  $L_1$  et  $L_2$ .

En considérant une résonance (mode fondamental) suivant la longueur  $L_1$ , la



### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

variation de l'impédance d'entrée le long de l'axe de résonance est donnée Figure 3.13-(b). De même, pour la résonance suivant la longueur  $L_2$ , cette variation est donnée Figure 3.13-(a). Ces deux distributions sont obtenues avec les équations 3.10 et 3.11. Nous constatons alors que les conditions d'adaptation optimale pour les deux fréquences sont obtenues pour un point d'excitation  $x$  compris entre  $\frac{L_1}{2}$  et  $\frac{L_2}{2}$ . D'un point de vue pratique, cela signifie que le point d'excitation du résonateur de longueur  $L_1$  correspond à un point virtuel à l'extérieur du résonateur (périodicité de l'équation 3.10).

Tant que les résonateurs sont considérés indépendants, il n'est donc pas possible de définir un point d'adaptation optimal physiquement acceptable. Par contre, dès lors que l'on considère l'imbrication des deux résonateurs, la grande longueur devient une extension physique du résonateur le plus court. L'excitation de deux modes colinéaires est alors possible.

Pour avoir une géométrie permettant d'obtenir un rallongement effectif de la petite longueur  $L_1$  et pouvant supporter, en plus, la grande longueur  $L_2$  nécessaire pour obtenir les deux modes colinéaires souhaités, nous proposons une forme géométrique polygonale. Dans ce qui suit, nous allons justifier le choix de cette forme.

#### 3.4.2 Antenne patch polygonale

Le principe étant maintenant posé, il nous faut définir la géométrie de l'antenne permettant de présenter virtuellement deux longueurs de résonance différentes [50, 51]. Pour obtenir deux longueurs de résonance distinctes, il est naturellement possible d'exploiter les deux dimensions d'une antenne patch rectangulaire. Cependant, pour les deux fréquences de fonctionnement, les courants se développent suivant les deux dimensions orthogonales, les polarisations associées sont donc elles aussi orthogonales. De plus, le point d'excitation doit être décalé de la distance  $x$  suivant les deux axes de l'antenne. Cette solution n'est donc pas envisageable dans le cadre de cette étude. En effet, dans le cadre des antennes de réception satellite, il est important de maintenir la même polarisation sur toute la bande passante. Le problème qui nous est posé est alors de définir une structure pour laquelle les deux longueurs de résonance  $L_1$  et  $L_2$  sont colinéaires.

Le choix que nous avons retenu consiste en une transition douce entre ces deux longueurs menant ainsi à une géométrie de type polygonale (octogone) présentée Figure 3.14. En tenant compte de la variation d'impédance présentée Figure 3.12, le coefficient de réflexion de l'antenne polygonale devrait tendre vers celui présenté Figure 3.15. Il est bien évident que cette allure n'est donnée qu'à titre indicatif puisque seule la variation de la partie réelle est considérée. Ceci étant, malgré cette approximation, l'antenne proposée devrait conserver un comportement bi-bande

[50, 51].

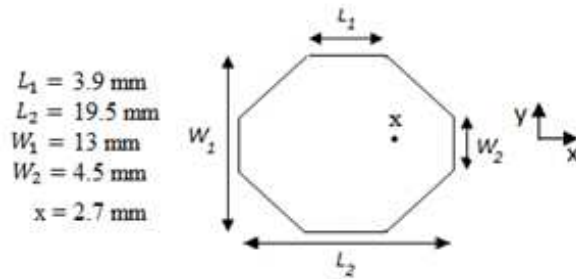


Figure 3.14 – Antenne patch polygonale.

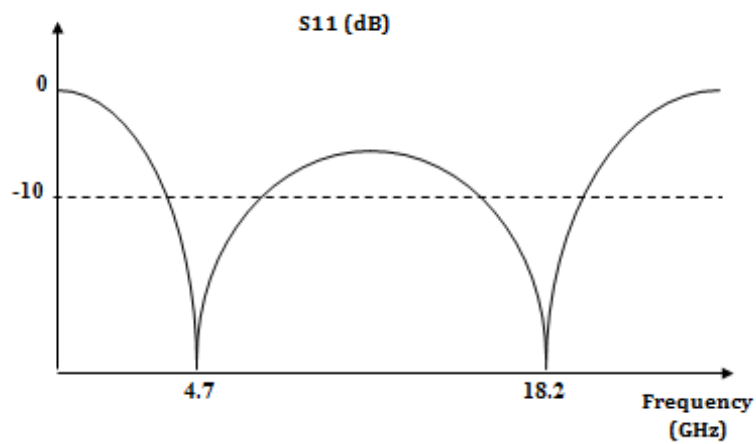


Figure 3.15 – Le coefficient de réflexion de l'antenne polygonale.

Pour valider cette théorie, l'antenne patch de la Figure 3.14 est simulée sur une couche de Téflon avec CST Microwave Studio® . Le résultat de simulation est donné Figure 3.16.

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

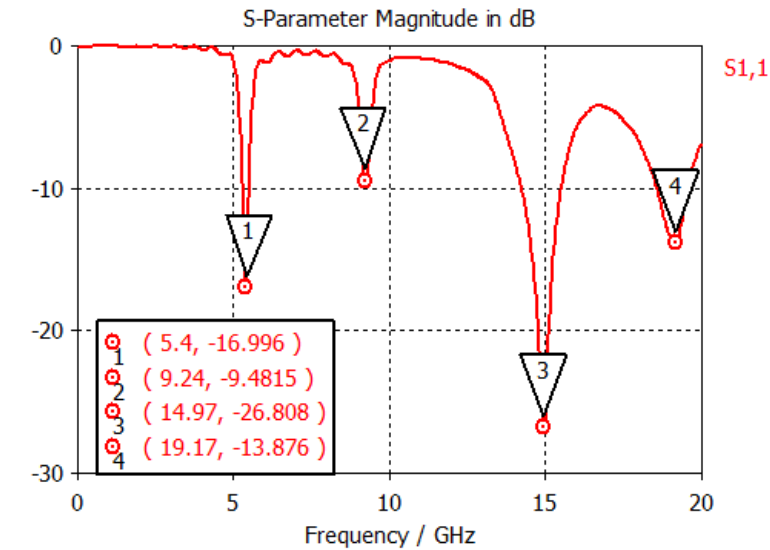


Figure 3.16 – Résultat de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne polygonale.

La Figure 3.16 montre qu'il existe quatre fréquences de résonances dans la plage de fréquence allant de 0 à 20 GHz. Pour étudier les propriétés de rayonnement de chacune de ces fréquences, nous présentons la distribution du champ électrique simulé sous le patch ( $E_z$ ) et les champs électriques de fuite ( $E_x$  et  $E_y$ ) pour toutes les fréquences de résonance (Tableau 3.2).

La Figure 3.17 précise la position du patch polygonal dans le repère  $XYZ$  (pour plus de détails voir Figure 3.14).

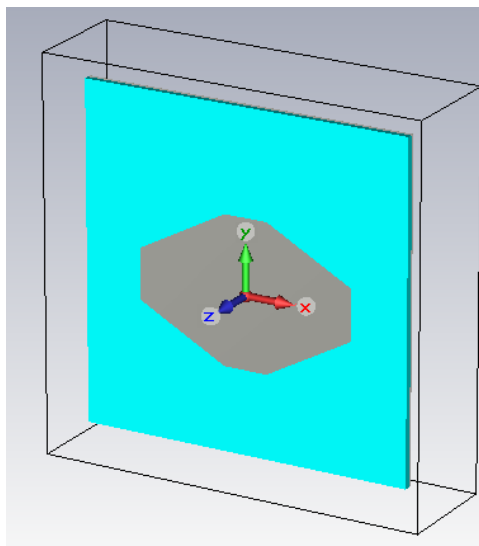
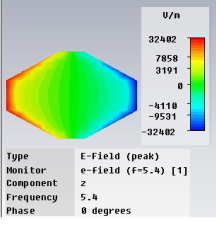
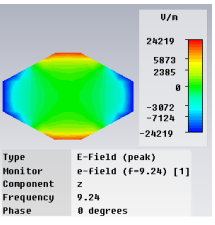
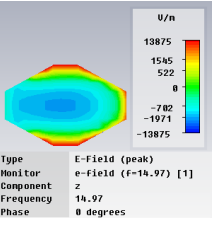
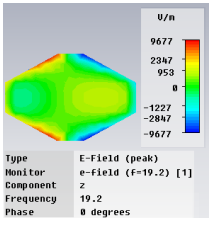
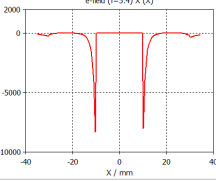
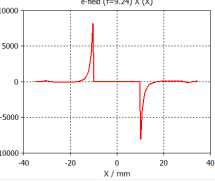
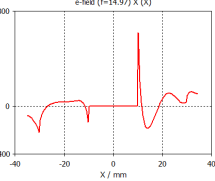
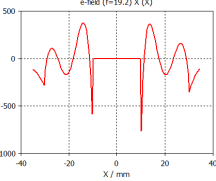
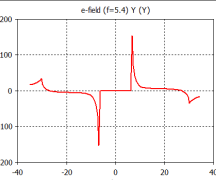
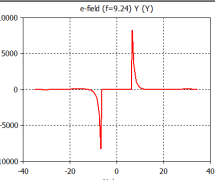
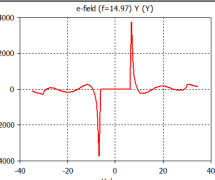
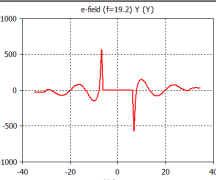


Figure 3.17 – Positionnement de l'antenne dans le repère  $XYZ$ .

Tableau 3.2 – Le champ électrique de l'antenne patch polygonal.

Fréquence (GHz)	$F_1 = 5.4$	$F_2 = 9.24$	$F_3 = 14.97$	$F_4 = 19.2$
$E_z$	 <p>U/n 32482 7858 3191 0 -4110 -9531 -32482</p> <p>Type E-Field (peak) Monitor e-field (f=5.4) [1] Component z Frequency 5.4 Phase 0 degrees</p>	 <p>U/n 24219 5873 2385 0 -3872 -7124 -24219</p> <p>Type E-Field (peak) Monitor e-field (f=9.24) [1] Component z Frequency 9.24 Phase 0 degrees</p>	 <p>U/n 13875 1545 522 0 -782 -1971 -13875</p> <p>Type E-Field (peak) Monitor e-field (f=14.97) [1] Component z Frequency 14.97 Phase 0 degrees</p>	 <p>U/n 9677 2347 953 0 -1227 -2847 -9677</p> <p>Type E-Field (peak) Monitor e-field (f=19.2) [1] Component z Frequency 19.2 Phase 0 degrees</p>
$E_x$	 <p>e-field (f=5.4) X (0)</p>	 <p>e-field (f=9.24) X (0)</p>	 <p>e-field (f=14.97) X (0)</p>	 <p>e-field (f=19.2) X (0)</p>
$E_y$	 <p>e-field (f=5.4) Y (0)</p>	 <p>e-field (f=9.24) Y (0)</p>	 <p>e-field (f=14.97) Y (0)</p>	 <p>e-field (f=19.2) Y (0)</p>

D'après ce tableau, nous remarquons, dans un premier temps, que le champ électrique suivant sa composante  $E_y$  présente une anti-symétrie pour chacune des fréquences. Ces composantes de champ sont donc en opposition de phase et de même amplitude. D'un point de vue rayonnement, cela se traduit par une recombinaison destructive dans l'axe normal. Par conséquent, la composante croisée est faible voire nulle dans ce plan. Ainsi, nous pouvons conclure que la forme polygonale de l'antenne n'introduit, théoriquement, pas de polarisation croisée.

Concernant les composantes de polarisation principale (composante  $E_x$ ), nous constatons deux distributions paires à 5.4 GHz et 19.2 GHz, une distribution impaire symétrique à 9.24 GHz et une distribution impaire asymétrique à 14.97 GHz. À 9.24 GHz, du fait de la symétrie observée, le champ se recombine de manière destructive dans l'axe normal. Il est alors possible de rattacher ce mode résonnant à un mode dérivant du  $TM_{20}$  du patch rectangulaire. Cette fréquence ne correspond donc à aucune des deux fréquences d'intérêt du modèle proposé.

Pour la fréquence  $F_3 = 14.97$  GHz, la distribution est asymétrique. Par conséquent, le champ rayonné est principalement lié à la diffraction sur l'arête du polygone située en  $x = 9.75$  mm. La composante rayonnée suivant la polarisation principale existe donc et est maximale suivant l'axe normal de l'antenne. Le mode associé correspond à un mode complexe supérieur du résonateur polygonale. Cependant, les propriétés des contributeurs au rayonnement font que ce mode résonnant est susceptible d'être intéressant pour former la bande passante

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

de l'antenne.

Il ne nous reste plus qu'à considérer les fréquences extrêmes  $F_1$  et  $F_4$ . En ce qui concerne la fréquence  $F_1$ , la distribution du champ de la composante  $E_x$  montre que celle-ci dérive du mode  $TM_{10}$  du résonateur rectangulaire dont la longueur de résonance est alors définie par  $L_2$ . Enfin, pour la fréquence  $F_4$ , de nouveau cette résonance est associée à un mode de résonance supérieur complexe. La recombinaison constructive des champs suivant l'axe normal nous amène à considérer ce mode comme un autre mode d'intérêt de la structure. De plus, nous pouvons déduire que la fréquence  $F_4$  peut à l'échelle de la longueur, être liée, en observant la composante  $E_z$ , au mode  $TM_{10}$  du résonateur dont la longueur est restreinte à  $L_1$ .

Cependant, des écarts sur les fréquences d'intérêt sont constatés. Ces derniers proviennent de deux raisons majeures. La première est que le modèle proposé est issu de la considération de résonateurs rectangulaires (largeur constante) ce qui n'est pas le cas pour le résonateur polygonal. La deuxième raison est peut être liée au fait que nous n'avons pas considéré l'accès au résonateur qui peut être modélisé par un élément réactif. L'accès impose alors un retard de phase local qui introduit un décalage des fréquences de résonance. Quoi qu'il en soit, cette première analyse nous permet de valider la possibilité de coupler au sein d'un même résonateur, plusieurs modes colinéaires à fréquences différentes et ce pour un point d'excitation unique.

#### 3.4.3 Antenne patch polygonale avec radôme

Dans la section précédente (3.4.2), les dimensions du patch polygonal (surtout la longueur  $L_2= 19.5$  mm) sont importantes comparées à la longueur d'onde dans l'air sur la bande de fréquence d'intérêt notamment à 12.7 GHz ( $\lambda_0= 23.5$  mm). Son empreinte est alors difficilement compatible avec une mise en réseau ultérieure (risque de favoriser la formation des lobes de réseau). Il est donc nécessaire de miniaturiser le résonateur. Plusieurs techniques sont possibles pour répondre à ce défi [33, 25, 17, 77]. Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous avons retenu celle consistant à augmenter la permittivité effective du milieu. Pour cela, soit nous augmentons la permittivité et/ou la hauteur du substrat, soit nous disposons une couche diélectrique en superstrat de l'antenne. La première solution n'a pas été retenue dans la mesure où l'augmentation de la permittivité engendrerait un plus grand confinement des champs sous le résonateur. Le coefficient de qualité pour chacune de résonances serait alors augmenté d'où une plus grande sélectivité des résonances. La deuxième solution présente en plus de l'augmentation de la permittivité effective du milieu, l'avantage de protéger la couche de cuivre de l'oxydation. Ici, nous avons retenu le substrat Nelco NY9220 avec une permittivité

relative de 2.2, des pertes tangentielles de 0,0009 et d'une épaisseur de 3.16 mm.

Avec le rajout de ce radôme, les dimensions du patch doivent être modifiées. Cette optimisation a ainsi été réalisée par simulation électromagnétique et les nouvelles dimensions du résonateur sont données Figure 3.18.

La simulation en réflexion de cette structure est donnée Figure 3.19.

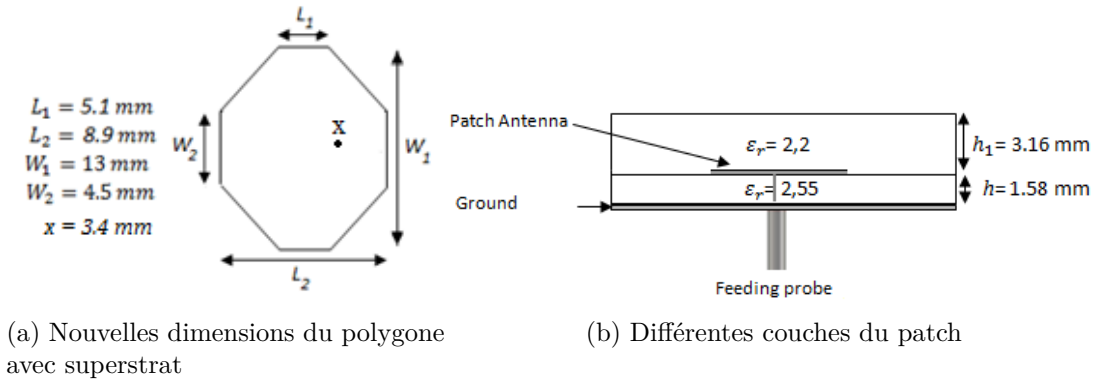


Figure 3.18 – Nouvelles dimensions du patch polygonal et ses différentes couches.

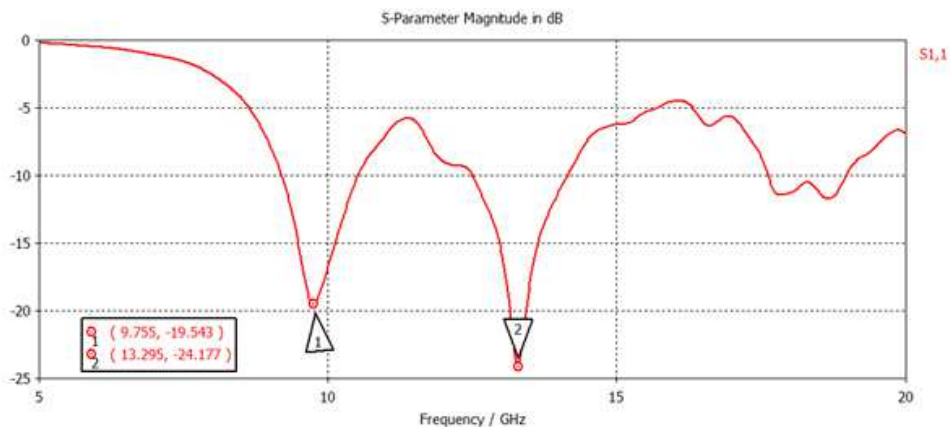
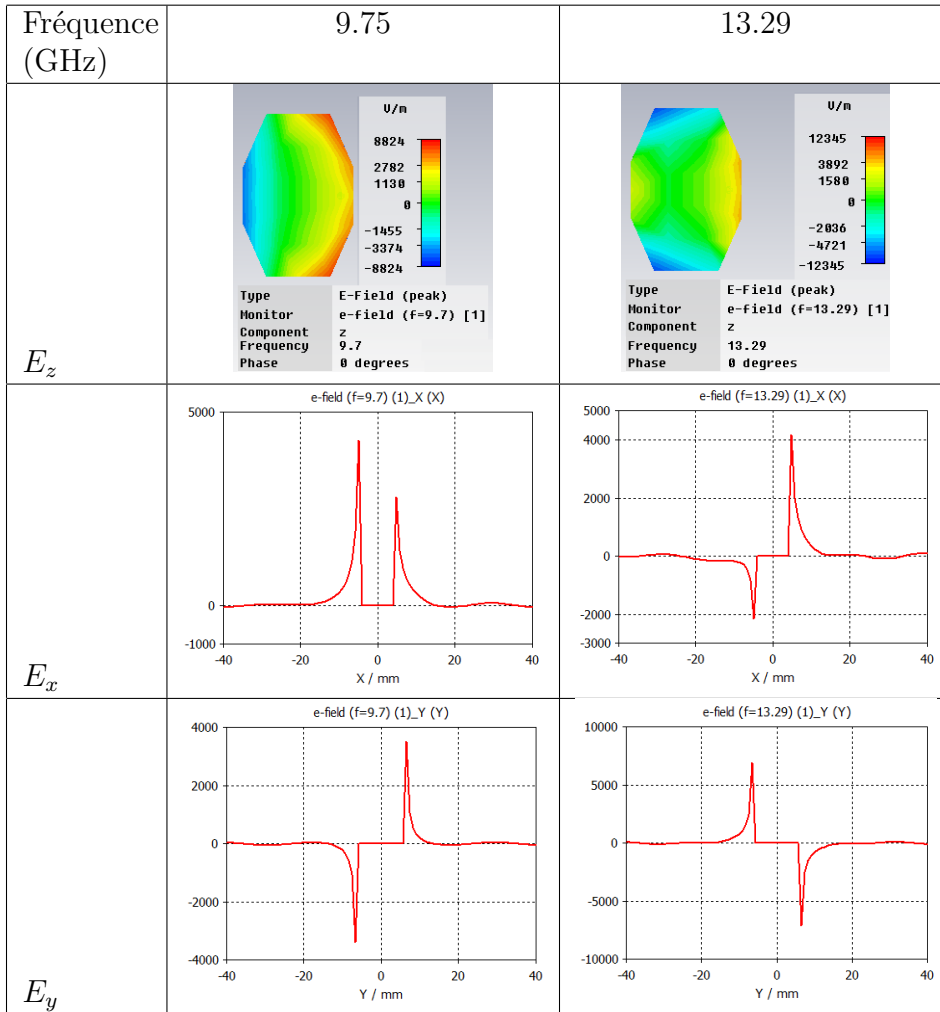


Figure 3.19 – Résultat de simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$ .

La Figure 3.19 confirme l'aspect bi-bande de l'antenne patch polygonal optimisée. Il apparaît cependant que deux résonances ont disparu en rajoutant le radôme à l'antenne. En effet l'augmentation de la permittivité effective impose une modification des conditions d'établissement des champs sous le résonateur. Il en résulte que, pour chacun des modes résonants, la variation d'impédance le long de l'axe médian de l'antenne est modifiée (abaissement de l'impédance de la ligne équivalente). Seules deux résonances sont alors correctement couplées. Nous proposons de vérifier la distribution du champ électrique pour chacune de ces deux fréquences de résonance. Cette distribution suivant les trois composantes est présentée dans le Tableau 3.3 :

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

Tableau 3.3 – Le champ électrique de l'antenne patch polygonal avec radôme.



D'après Tableau 3.3 et en se basant sur les analyses faites précédemment pour l'interprétation des résultats du Tableau 3.2, nous pouvons conclure que l'antenne présente une polarisation linéaire pour chacune de ces fréquences. Cela est le résultat d'une distribution de champ symétrique pour la fréquence 9.75 GHz suivant la composante  $E_x$  qui est contributive au rayonnement de l'antenne et à l'origine de la polarisation principale. La distribution de la composante  $E_x$  à la fréquence 13.29 GHz, n'est a priori pas impaire. Cependant, l'asymétrie sur les niveaux observés permet de conclure que la recombinaison vectorielle en champ lointain n'est que partiellement destructive. Par conséquent, la polarisation linéaire principale est maintenue à cette fréquence. Pour la composante  $E_y$ , nous observons une symétrie impaire parfaite pour les deux fréquences de résonance. La polarisation croisée est alors nulle dans l'axe normal et devrait rester très faible autour de cet axe.

Néanmoins, la bande passante n'est toujours pas formée. Une remontée du coefficient de réflexion jusqu'à un niveau de l'ordre de -5 dB est observée entre

les fréquences de résonance. Il est alors nécessaire de proposer une solution afin de maîtriser cette bande passante tout en conservant les propriétés de polarisation imposées.

### 3.4.4 Antenne patch polygonale avec fente circulaire

L'antenne Figure 3.18 et sa réponse en coefficient de réflexion montre qu'elle possède deux bandes passantes séparées correspondant à deux modes de résonance distincts. Puisque l'on souhaite atteindre une bande passante couvrant les fréquences de 10.7 à 12.7 GHz, nous ne pouvons nous satisfaire de ce comportement bi-bande. Or, l'analyse de la Figure 3.12 nous indique que la variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence présente un maximum de partie réelle entre les deux fréquences où l'adaptation à  $50\Omega$  est réalisée. Ceci permet de justifier la remontée du coefficient de réflexion observée Figure 3.15. La solution consiste alors à maintenir les deux fréquences de résonance mais de contraindre une diminution de l'impédance d'entrée de celles situées entre elles. Une possibilité consiste en la modification des conditions de propagation le long du résonateur.

Considérant que le patch polygonal joue le rôle d'un déphaseur réciproque qui permet la remise en phase des champs rayonnés, une solution consiste alors à perturber localement les champs de manière à imposer une perturbation maîtrisée entre les deux fréquences et quasiment nulle à ces dernières. Nous proposons l'utilisation d'une fente circulaire capacitive afin d'assurer cette fonctionnalité. Dans ce qui suit, nous allons détailler, théoriquement, l'influence de cette fente et le choix de la forme circulaire. Ensuite, nous allons valider ces propos par des simulations électromagnétiques sous CST Microwave Studio®.

#### Influence d'une fente à l'intérieur d'un patch

Avant toute chose, il est important, à ce niveau, d'étudier l'effet d'une simple fente inscrite dans un résonateur patch. D'un point de vue général, une fente est modélisée par une capacité série dont la valeur dépend non seulement de ses dimensions mais aussi de son orientation et de sa position à l'intérieur du patch. Pour mieux comprendre l'influence de cette fente, il nous faut connaître la distribution du champ électrique sous le résonateur. Afin de simplifier cette étude préliminaire, nous allons nous appuyer, dans un premier temps, sur une géométrie du patch simple telle que la forme rectangulaire. Pour le mode fondamental de ce résonateur, le champ électrique le long de l'axe de résonance s'exprime par [66] :

$$E = E_0 \sin \frac{\pi x}{L} \quad (3.12)$$



### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

Avec  $x$  entre  $-\frac{L}{2}$  et  $\frac{L}{2}$ .

D'un point de vue rayonnement de l'antenne, celui-ci est obtenu à partir de l'évolution des champs de fuite créés aux extrémités du patch. L'amplitude de cette composante de champ  $E_r$  peut être déterminée par l'expression suivante :

$$E_r = \frac{E_0 h}{\Delta} \quad (3.13)$$

Où  $h$  représente l'épaisseur du substrat et  $\Delta$  l'augmentation de la longueur électrique effective de patch (équation 3.7).

L'antenne patch peut alors être modélisée par deux fentes rayonnantes distantes l'une de l'autre de la longueur  $L$ . Le ruban métallique entre elles joue alors le rôle de déphaseur réciproque permettant la remise en phase des champs aux extrémités.

Supposons, maintenant, une fente de largeur  $\delta$  à l'intérieur du résonateur située à une distance  $d$  par rapport à son centre, un champ électrique  $\vec{E}_s$  apparaît à l'intérieur de la fente lié à la différence de potentiel longitudinal imposée de part et d'autre de celle-ci (Figure 3.20).

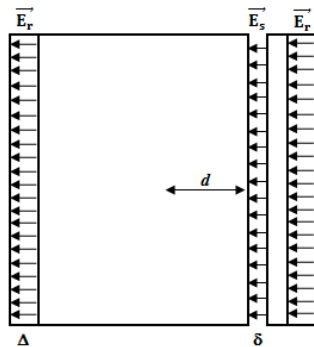


Figure 3.20 – Représentation de  $E_r$  et  $E_s$  pour un patch rectangulaire.

Il est possible d'évaluer la valeur du champ électrique à l'intérieur de la fente en utilisant la différence de potentiel entre les deux côtés de la fente.

$$E_s \delta = V_2 - V_1 \quad (3.14)$$

avec  $\delta$  la largeur de la fente,  $V_1$  le potentiel pour  $x = d$  et  $V_2$  le potentiel pour  $x = d + \delta$ .

En exploitant l'équation 3.12, nous trouvons :

$$\begin{cases} V_1 = hE_0 \sin \frac{\pi d}{L} \\ V_2 = hE_0 \sin \frac{\pi(\delta + d)}{L} \end{cases} \quad (3.15)$$

En remplaçant 3.15 dans 3.14, nous obtenons :

$$\begin{aligned} E_s \delta &= hE_0 \sin \frac{\pi(\delta + d)}{L} - hE_0 \sin \frac{\pi d}{L} \\ &= hE_0 \left[ 2 \sin \frac{\pi \delta}{2L} \cos \frac{\pi \delta + 2\pi d}{2L} \right] \end{aligned} \quad (3.16)$$

La largeur de la fente  $\delta$  est supposée très petite vis-à-vis de la longueur du résonateur  $L$ . Il est alors possible de considérer le terme  $\sin \frac{\pi \delta}{2L} \simeq \frac{\pi \delta}{2L}$ .

Nous obtenons alors :

$$E_s \delta = hE_0 \frac{\pi \delta}{L} \cos \frac{\pi \delta + 2\pi d}{2L} \quad (3.17)$$

Supposons, maintenant, que  $\delta \ll d$  alors :

$$E_s = E_0 \frac{\pi h}{L} \cos \frac{\pi d}{L} \quad (3.18)$$

Toujours dans le but de justifier le choix d'une fente de forme circulaire et pour simplifier la compréhension de son influence, nous allons étudier, à présent, l'expression du champ à l'intérieur de la fente dans le cas où elle est inclinée d'un angle  $\theta$  telle que présentée Figure 3.21. Dans ce cas, l'expression de  $V_2$  donnée dans 3.15 s'écrit en fonction de  $\delta$  comme suit :

$$V_2 = hE_0 \sin \frac{\pi(\delta \cos \theta + d)}{L} \quad (3.19)$$

L'expression du champ de la fente s'exprime alors :

$$E_s = E_0 \frac{\pi h \cos \theta}{L} \cos \frac{\pi d}{L} \quad (3.20)$$

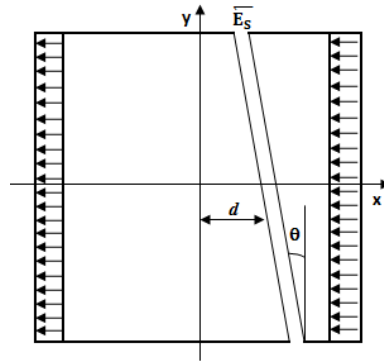


Figure 3.21 – Patch rectangulaire avec une fente inclinée d'un angle  $\theta$ .

Pour des raisons de symétrie (maîtrise de la polarisation croisée), il est préférable d'inscrire une fente présentant une symétrie paire par rapport à l'axe

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

de résonance de l'antenne (l'axe  $X$ ). L'utilisation d'une fente circulaire répond, non seulement à cette problématique mais aussi nous verrons qu'il permet de résoudre le problème de l'augmentation d'impédance entre les deux fréquences de résonance du patch polygonal. Dans ce cas (Figure 3.21), la distance  $d$  va alors dépendre de l'angle  $\theta$  et du rayon intérieur de la fente. Elle s'exprime alors comme suit :

$$d = R \cos \theta \quad (3.21)$$

Avec l'angle  $\theta$  variant de  $0^\circ$  à  $360^\circ$ .

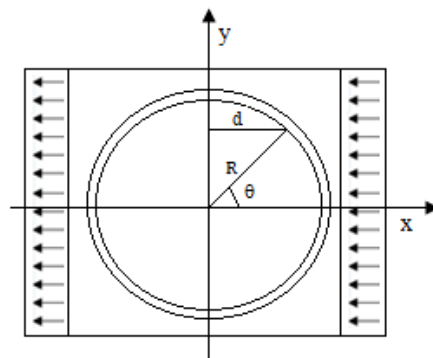


Figure 3.22 – Variation de la distance  $d$  à l'intérieur du cercle.

En intégrant 3.21 dans 3.20, l'expression du champ électrique à l'intérieur de la fente circulaire prend, dans ce cas, la forme suivante :

$$E_s = E_0 \frac{\pi h}{L} \cos \left( \frac{\pi R \cos \theta}{L} \right) \cos \theta \quad (3.22)$$

L'expression 3.22 nous permet d'obtenir la variation du champ électrique  $E_s$  en fonction de la variation de l'angle  $\theta$ . La Figure 3.23 représente cette variation, théorique, pour différents rayons de la fente circulaire  $R$ .

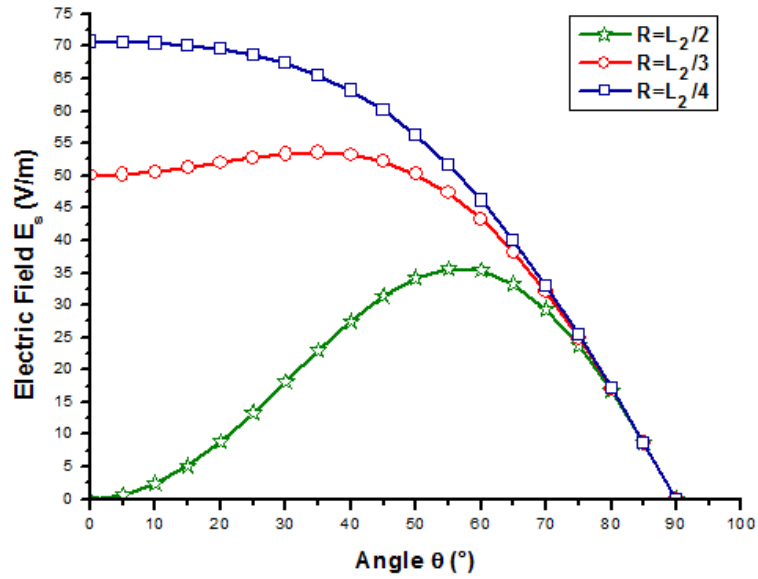


Figure 3.23 – Variation du champ électrique à l'intérieur de la fente circulaire en fonction de  $\theta$  pour différentes valeurs de  $R$  avec  $E_0 \frac{\pi h}{L} = 100$ .

Afin d'expliquer l'influence de la fente à l'intérieur du patch polygonal, nous allons considérer l'antenne comme une ligne de transmission sans pertes [47] dont un modèle équivalent pour une longueur infinitésimale est donné Figure 3.24.

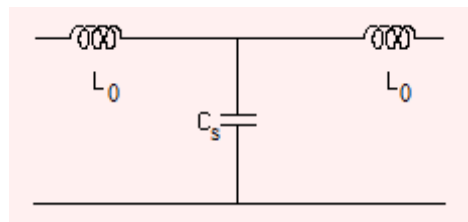


Figure 3.24 – Circuit équivalent d'une ligne de transmission.

Où  $C_0$  et  $L_0$  sont les paramètres linéiques de la ligne équivalente.

La largeur de la fente est faible devant la longueur d'onde guidée et se comporte comme une capacité en série sur la ligne. Cela engendre la modification locale du modèle et par conséquent l'impédance caractéristique  $Z_c$  de cette dernière.

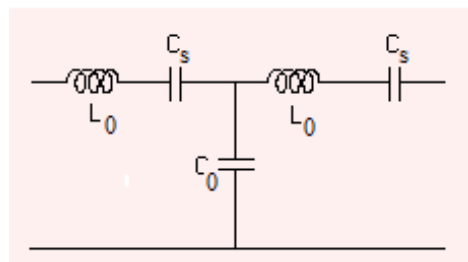


Figure 3.25 – Circuit équivalent de l'antenne.

Avec  $C_s$  la capacité équivalente à la fente.

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

L'impédance d'entrée est dépendante de l'impédance caractéristique de la ligne dont la valeur est donnée par la relation suivante :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (3.23)$$

En présence d'une fente à l'intérieur du patch, la capacité équivalente  $C_s$  réduit la valeur de l'inductance série  $L_0$  ainsi l'impédance caractéristique de la ligne diminue.

$$L_0\omega - \frac{1}{C_s\omega} = L'_0\omega < L_0\omega \quad (3.24)$$

D'un point de vue champ électrique, la Figure 3.23 nous donne la valeur de champ électrique  $E_s$  dans la fente circulaire en fonction de l'angle  $\theta$  dans l'intervalle  $]0^\circ, 90^\circ[$ . Quel que soit le rayon de la fente circulaire, nous constatons que le champ électrique  $E_s$  s'annule pour  $\theta = 90^\circ$ . Ce résultat est obtenu puisque le champ électrique sous le résonateur s'annule pour son mode fondamental dans ce plan. De plus, lorsque le rayon de la fente tend vers  $\frac{L}{2}$ , nous retrouvons une annulation du champ pour  $\theta = 0^\circ$ . De nouveau, ce résultat semble cohérent dans la mesure où la dérivée du champ sous le résonateur tend vers 0 pour  $x = \frac{L}{2}$ . La différence de potentiel aux bornes de la fente est alors nulle. Pour ces points particuliers, aucun réactif n'est stockée au niveau de la fente et la capacité équivalente de cette dernière s'annule. Il n'y a donc pas de modification importante des conditions de propagation de champ sous le résonateur en ces points. Par contre, pour tous les angles compris entre 0 et  $90^\circ$ , le champ dans la fente augmente et par conséquent, la valeur de la capacité  $C_s$ . D'après 3.23 et 3.24, l'impédance caractéristique équivalente locale diminue d'autant plus fortement que la capacité  $C_s$  est forte.

Nous avons montré, au paragraphe 3.4.2, que pour une antenne patch polygonale la fréquence basse de résonance est liée à la grande longueur ( $L_2$ ) et que celle haute fréquence est, quant à elle, liée à la petite longueur ( $L_1$ ). Après insertion de la fente circulaire,  $\theta = 0^\circ$  correspond à une portion de la fente portée par la grande longueur ( $L_2$ ) du patch polygonal. Par contre,  $\theta = 90^\circ$  correspond à une portion de la fente qui sera portée par la petite longueur ( $L_1$ ) du patch polygonal. Les deux fréquences de résonance liées à ces deux longueurs ( $L_1$ ) et ( $L_2$ ) ne seront donc que peu affectées par la présence de la fente. En se basant sur cette analyse, la fente circulaire ne devrait pas modifier de manière significative l'adaptation d'impédance pour les deux fréquences de résonance de l'antenne polygonale radômée. D'après la Figure 3.12, cette diminution d'impédance d'entrée devrait améliorer les conditions d'adaptation d'impédance sur une large bande passante de fréquence. Afin de valider cette théorie, quelques simulations électromagnétiques ont été effectuées et sont présentées au paragraphe suivant.

### 3.4.5 Simulation de l'antenne polygonale avec fente circulaire

Nous allons rajouter une fente circulaire à l'antenne patch polygonale proposée Figure 3.18. Le rayon extérieur  $R_{out}$  proche de  $\frac{L_2}{2}$  est fixé à 3.7 mm et la largeur  $\delta$  à 0.3mm ( $\delta \ll d$ ). Le choix de  $\delta$  resulte d'un compromis entre les contraintes technologiques de réalisation et le fait qu'elle doit rester très petite devant le rayon du cercle.

#### Géométrie finale de l'antenne proposée

La géométrie de l'antenne avec fente est donnée Figure 3.26. La simulation du coefficient de réflexion présentée par cette antenne dont les dimensions sont rappelés dans le Tableau 3.4 est donnée Figure 3.27. Nous rappelons aussi que cette antenne est recouverte d'un radôme d'épaisseur  $h= 3.16$  mm et de permittivité  $\epsilon_r= 2.2$  (3.4.2).

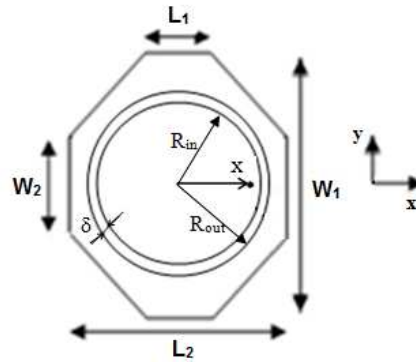


Figure 3.26 – Géométrie de l'antenne proposée.

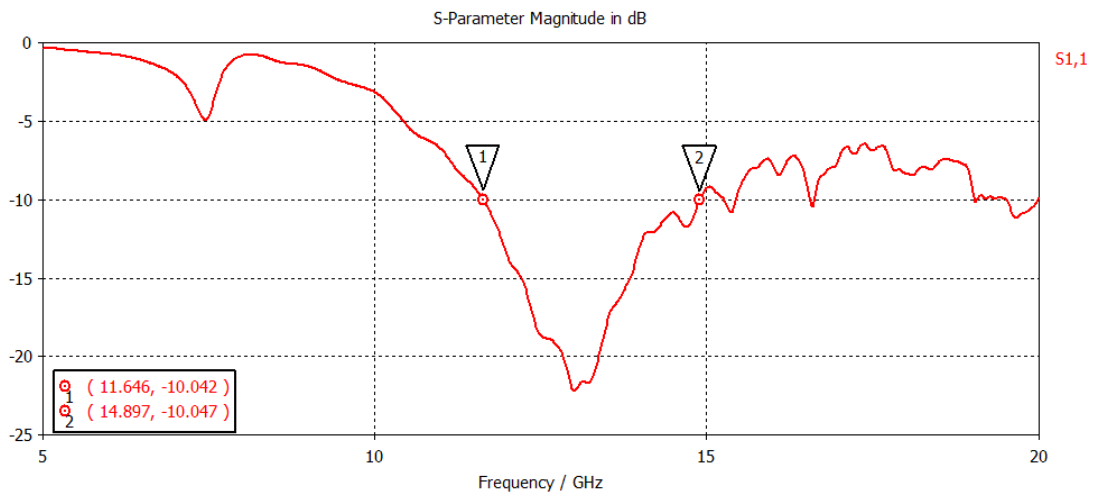


Figure 3.27 – Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne polygonale avec fente circulaire.

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

Tableau 3.4 – Dimensions de l'antenne proposée.

Paramètre	Valeur (mm)
$L_1$	5.1
$W_1$	13
$L_2$	8.9
$W_2$	4.5
$\delta$ (largeur de la fente)	0.3
$R_{in}$ (Rayon interne)	3.4
$R_{out}$ (Rayon externe)	3.7
x (Point d'excitation)	2.9

La simulation montre que le coefficient de réflexion de cette antenne présente une bande passante de plus de 3 GHz allant de 11.6 GHz à 14.9 GHz. Cette simulation confirme donc l'hypothèse que la fente circulaire permet de former une seule large bande passante en baissant l'impédance d'entrée du résonateur polygonal.

Afin de quantifier l'influence de la fente circulaire inscrite dans le résonateur, une étude paramétrique a été menée. Les résultats de cette dernière sont consignés ci-après.

#### 3.4.6 Étude paramétrique sur les dimensions de la fente

Nous avons vu dans le paragraphe précédent qu'il a été nécessaire d'introduire une fente circulaire pour former une seule bande. Nous proposons de faire une étude paramétrique portant sur la valeur du rayon de la fente ainsi que sur sa largeur. Cette étude a pour objectif de montrer l'influence réelle de ces paramètres sur la bande passante de l'antenne et ainsi retenir la configuration optimale d'un point de vue de l'objectif fixé.

##### Influence du rayon de la fente

Pour connaître l'influence du rayon de la fente circulaire sur la formation de la bande passante, nous allons faire varier le rayon de la fente tout en gardant les dimensions de l'antenne décrite dans le Tableau 3.4.

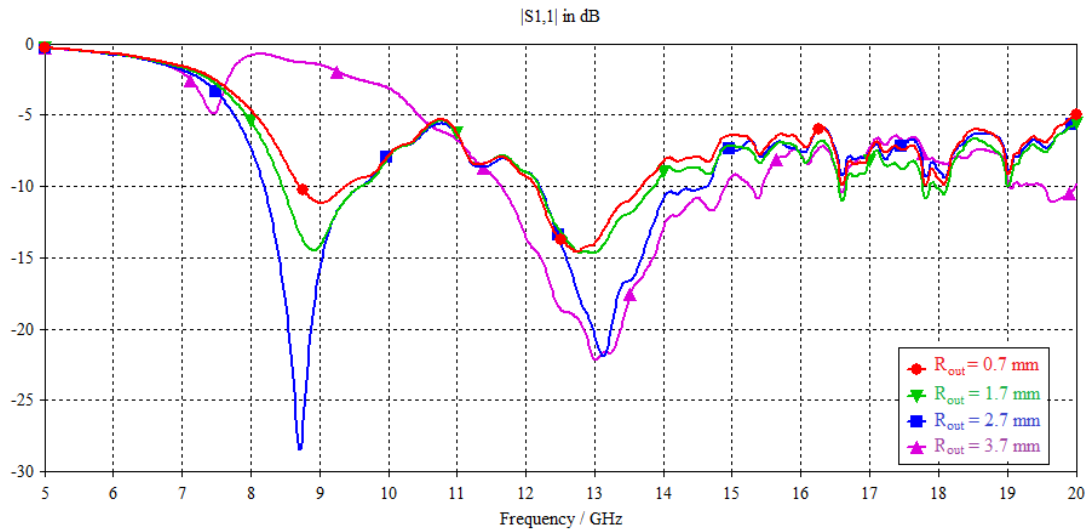


Figure 3.28 – Influence du rayon de la fente sur la formation de la bande passante de l'antenne.

D'après Figure 3.28, nous remarquons que la présence de la fente affecte de manière importante la fréquence basse qui disparaît même lorsque le rayon de la fente tend vers  $\frac{L}{2}$ . Au niveau de la fréquence haute, l'effet escompté est présent avec un élargissement notable de la bande passante relative (peu d'influence sur la fréquence de résonance). Le comportement global de cette structure présente des caractéristiques potentiellement compatible avec notre objectif. Nous devons malgré tout recalculer la fréquence centrale.

### Influence de la largeur de la fente circulaire sur la bande passante

Nous rappelons que la largeur de la fente doit être choisie de telle sorte qu'elle reste très inférieure au rayon du cercle (seules les capacités technologiques de réalisation en fixent la limite basse). Dans ce paragraphe, nous proposons de discuter l'influence de la largeur de la fente sur la bande passante de l'antenne. Le coefficient de réflexion de l'antenne proposée pour différentes largeurs de la fente circulaire est représenté (Figure 3.29).



### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

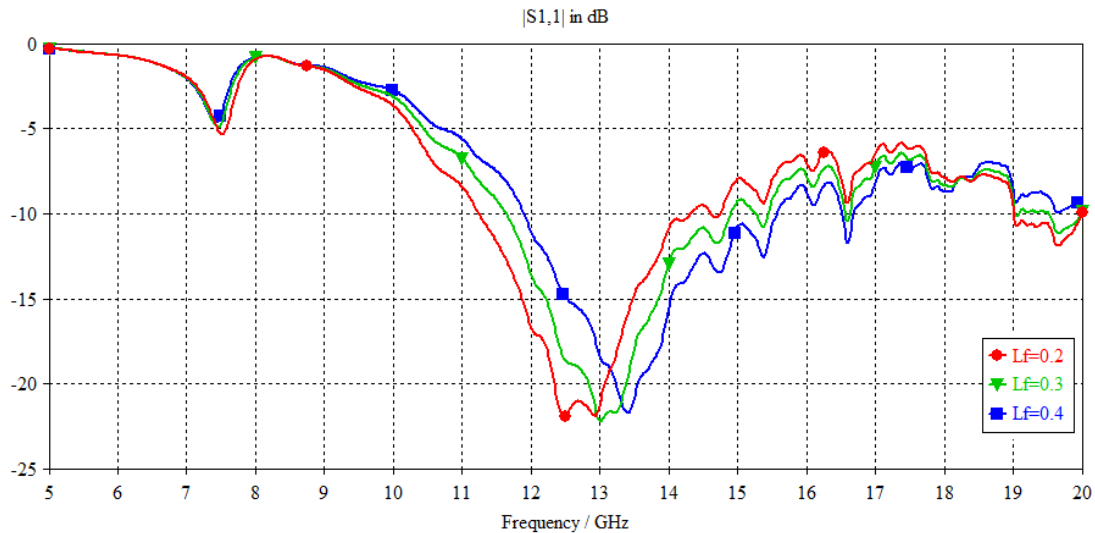


Figure 3.29 – Influence de la largeur de la fente sur la bande passante de l'antenne proposée.

Sur cette figure, nous remarquons que la largeur de la fente, pour des valeurs très petites comparées à la longueur d'onde (de l'ordre de quelques centaines de microns), n'apporte pas de changement important sur la bande passante. La largeur de la bande reste de l'ordre de 3 GHz pour les largeurs retenues mais subit cependant un léger décalage en fréquence. Ce décalage est principalement à imputer à la valeur de la capacité série introduite localement par la fente qui n'influence pas seulement l'impédance caractéristique mais aussi la vitesse de phase locale. La longueur électrique du résonateur s'en trouve alors affectée.

Dans le Tableau 3.5, la valeur de la bande passante relative et le décalage de la fréquence centrale ont été consignés.

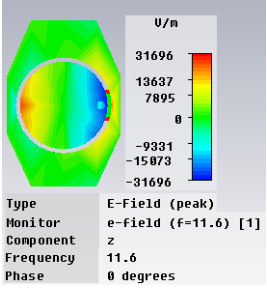
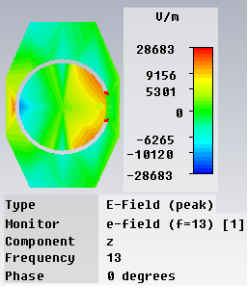
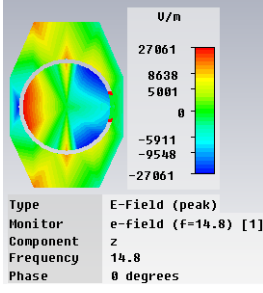
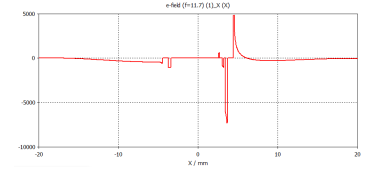
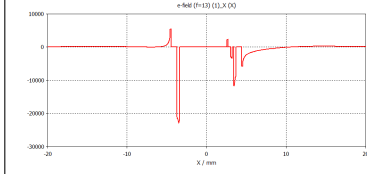
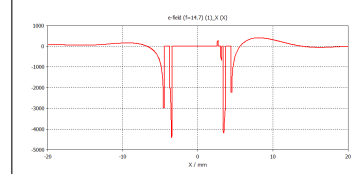
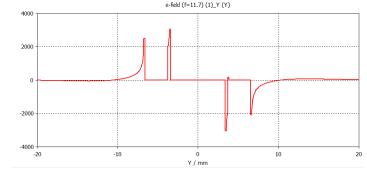
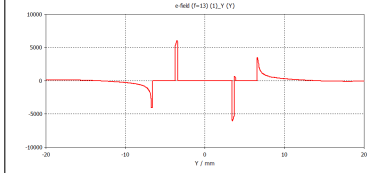
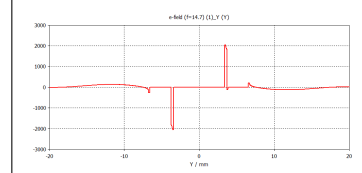
Tableau 3.5 – Influence de la largeur de la fente sur la bande passante.

Largeur de la fente(mm)	Bande passante relative (%)	Fréquence centrale (GHz)
0.2	21	12.75
0.3	21	13
0.4	22	13.7

#### 3.4.7 Distribution des champs électriques de l'antenne proposée

Dans Tableau 3.6, nous représentons la distribution du champ électrique à 11.63 GHz ( $f_{min}$ ), 13 GHz ( $f_{centrale}$ ) et 14.8 GHz ( $f_{max}$ ) pour un patch polygonal avec fente circulaire d'une largeur de  $\delta = 0.3$  mm.

Tableau 3.6 – Le champ électrique de l'antenne patch polygonal.

Fréquence (GHz)	11.63	13	14.8
$E_z$	 <p>U/m 31696 13637 7895 0 -9331 -15073 -31696</p> <p>Type E-Field (peak) Monitor e-field (F=11.6) [1] Component z Frequency 11.6 Phase 0 degrees</p>	 <p>U/m 28683 9156 5301 0 -6265 -10120 -28683</p> <p>Type E-Field (peak) Monitor e-field (F=13) [1] Component z Frequency 13 Phase 0 degrees</p>	 <p>U/m 27061 8638 5001 0 -5911 -9548 -27061</p> <p>Type E-Field (peak) Monitor e-field (F=14.8) [1] Component z Frequency 14.8 Phase 0 degrees</p>
$E_x$	 <p>+field (F=11.6) (E1,X 00)</p>	 <p>+field (F=13) (E1,X 00)</p>	 <p>+field (F=14.8) (E1,X 00)</p>
$E_y$	 <p>+field (F=11.6) (E1,Y 01)</p>	 <p>+field (F=13) (E1,Y 01)</p>	 <p>+field (F=14.8) (E1,Y 01)</p>

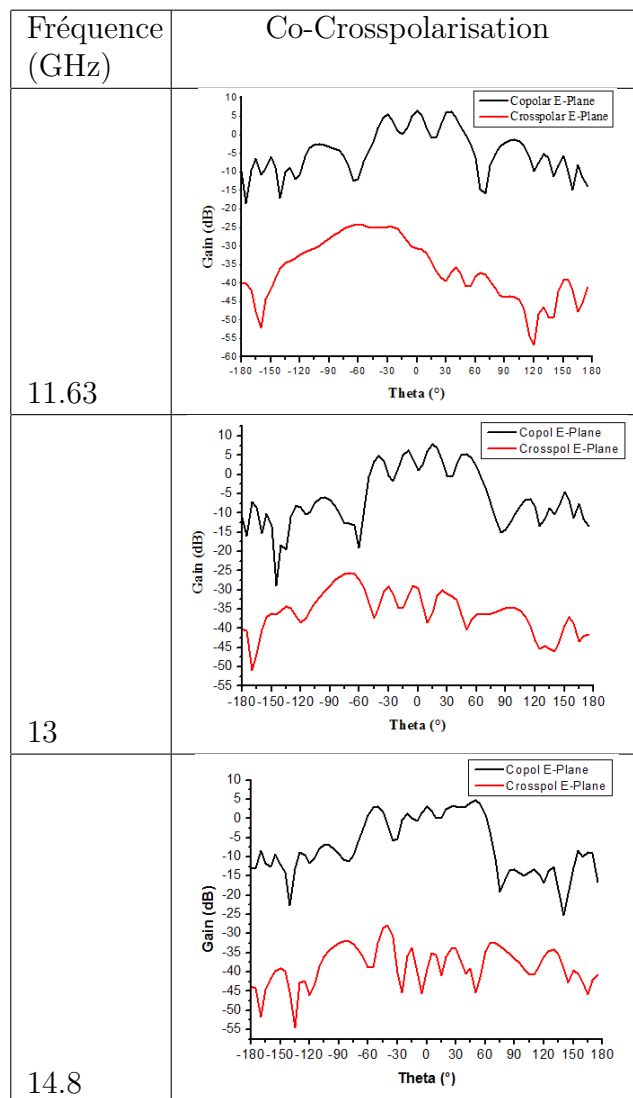
Pour les composants  $E_x$ , nous retrouvons des contributions au niveau de l'excitation lié à la déformation locale des champs lors de la transition entre le mode  $TEM$  du coaxial et le mode du résonateur. Nous retrouvons aussi cette composante  $E_x$  au niveau de la fente circulaire inscrite dans le résonateur (capacité série), en enfin au niveau des extrémités géométriques du résonateur. Seules les deux dernières catégories sont contributives au rayonnement en polarisation principale. Aussi, nous pouvons déduire que la polarisation linéaire suivant le plan  $OXZ$  est assurée sur toute la bande passante de l'antenne avec un niveau de polarisation croisée très faible (symétrie impaire de la composante  $E_y$ ).

### 3.4.8 Polarisation principale et polarisation croisée

Pour confirmer les propos tenus à l'issu de l'étude de la distribution des champs électriques donnée Tableau 3.6, nous proposons de vérifier le niveau de la polarisation croisée pour les différentes fréquences de la bande passante (Tableau 3.7).

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

Tableau 3.7 – Co-Crosspolarisation dans le plan E.



Dans un premier temps, nous observons alors que le niveau de la polarisation croisée est maintenu au minimum 20 dB au-dessous de la polarisation principale sur toute la bande. Ce résultat s'accorde bien avec l'analyse de la distribution des champs.

#### 3.4.9 Antenne en bande 10.7 GHz – 12.7 GHz

Dans la section 3.4.4, nous avons obtenu une bande passante de 11.6 GHz à 14.9 GHz, pour une antenne polygonale avec une fente circulaire. L'objectif de cette section est de proposer une antenne dont les performances sont compatibles avec le cahier des charges dont la bande passante ciblée doit inclure la bande [10.7-12.7 GHz] .

### Augmentation de la taille de l'antenne

Pour obtenir une bande passante incluant les fréquences 10.7 GHz-12.7 GHz, l'idée la plus intuitive consiste à augmenter les longueurs de l'antenne  $L_1$  et  $L_2$  ainsi que les dimensions de la fente circulaire. Les largeurs du polygone, la largeur de la fente circulaire et le point d'excitation conserveront leurs valeurs respectives. Une optimisation a été effectuée sur CST et le résultat sur le coefficient de réflexion d'adaptation est donné Figure 3.31. Les paramètres concernés par cette optimisation sont : les longueurs  $L_1$  et  $L_2$  ainsi que les rayons  $R_{out}$  et  $R_{in}$  pour obtenir un décalage de la bande passante relative, d'environ 10 % vers les fréquences basses et ainsi, couvrir la bande cible (10.7-12.7 GHz).

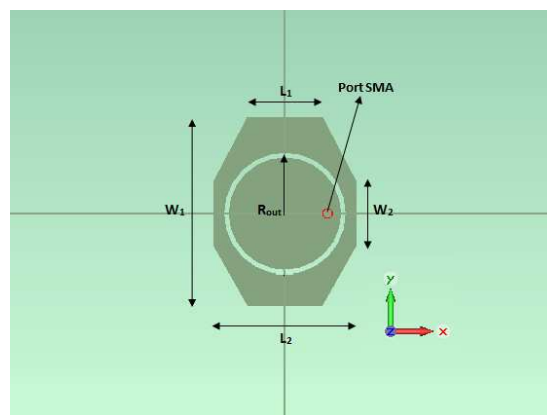


Figure 3.30 – Antenne polygonale optimisée.

Tableau 3.8 – Dimensions de l'antenne proposée dans la bande 10.7GHz-12.7GHz.

Paramètre	Ancienne valeur (mm)	Nouvelle valeur (mm)	Différence (%)
$L_1$	5.1	<b>5.6</b>	$\approx 9$
$W_1$	13	13	
$L_2$	8.9	<b>9.6</b>	$\approx 7.3$
$W_2$	4.5	4.5	
$\delta$ (largeur de la fente)	0.3	0.3	
$R_{in}$ (Rayon interne)	3.4	<b>3.8</b>	$\approx 11$
$R_{out}$ (Rayon externe)	3.7	<b>4.1</b>	$\approx 11$
x (Point d'excitation)	2.9	2.9	

Ce tableau montre que les dimensions optimisées par le logiciel ont subi une augmentation de l'ordre 10% par rapport aux dimensions initiales. Le coefficient de réflexion de l'antenne ainsi optimisée est donnée Figure 3.31.

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

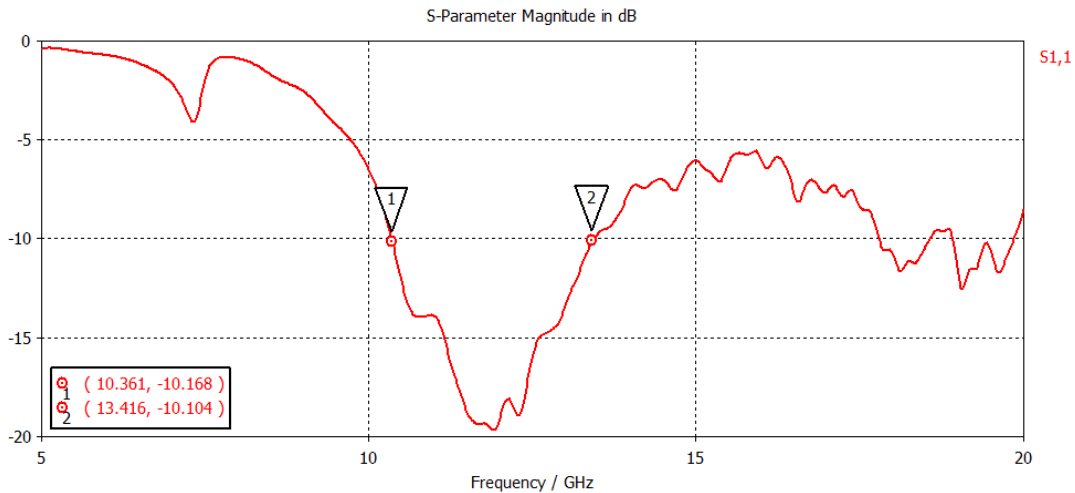


Figure 3.31 – Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne optimisée dans la bande 10.7 GHz-12.7 GHz.

Une bande passante de l'ordre de 25% est ainsi observée. L'augmentation de 10% des longueurs  $L_1$  et  $L_2$  aussi du rayon de la fente circulaire de l'antenne entraîne donc un décalage de la fréquence centrale de l'ordre de 10 % sans toucher à la bande de fréquence relative comme nous l'avions envisagé. Cette géométrie d'antenne est transposable facilement dans n'importe quelle bande de fonctionnement souhaitée.

Intéressons nous, maintenant, au diagramme de rayonnement de l'antenne représentée Figure 3.32.

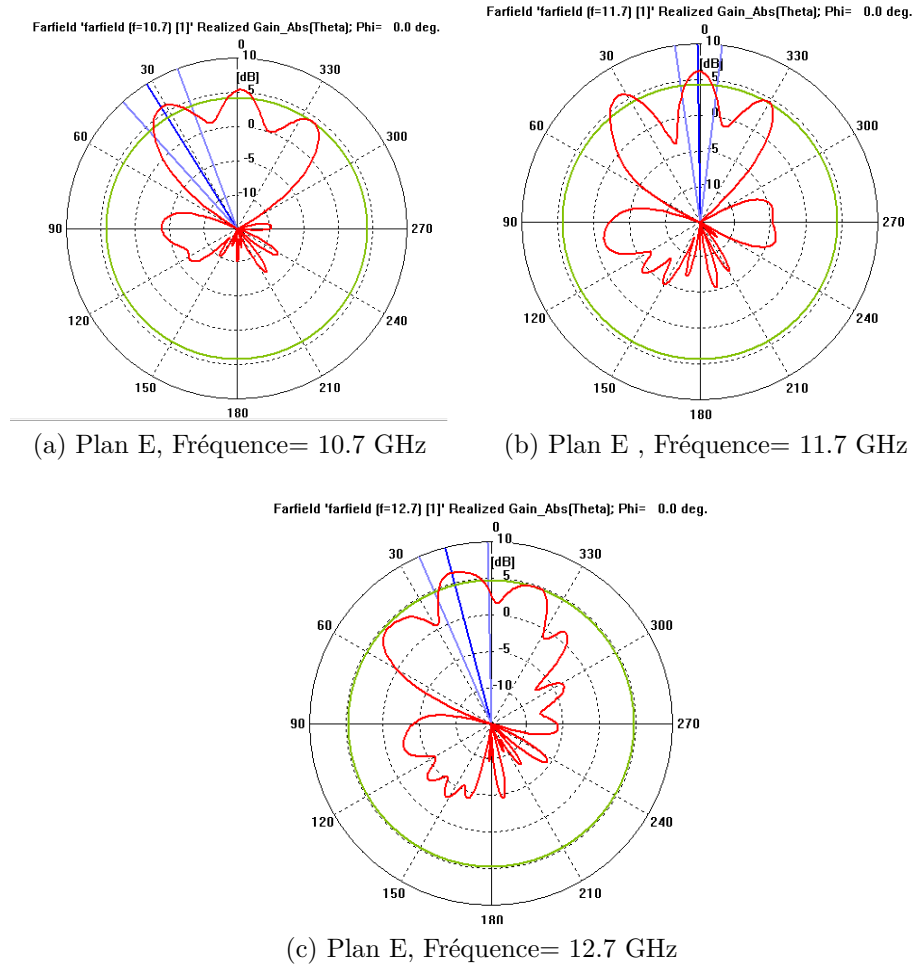


Figure 3.32 – Diagramme de rayonnement de l'antenne polygonale dans la bande 10.7 GHz-12.7 GHz dans le plan E.

D'après la Figure 3.32, nous observons que le gain simulée est de l'ordre de 6 dBi sur toute la bande de fréquence d'intérêt. Cependant une asymétrie apparaît dans le plan E pour les fréquences hautes. De même, sur toute la bande de fréquence, des ondulations importantes pouvant atteindre 10 dB sont observées. Ces phénomènes sont difficilement interprétables en l'état puisque à l'excitation près, la géométrie de l'antenne est complètement symétrique. Aussi, nous proposons d'étudier la distribution des composantes de champs contributives au rayonnement (composante de la polarisation principale  $E_x$  et celle de la polarisation croisée  $E_y$ ) suivant les deux plans caractéristiques  $E$ (plan  $OXZ$ ) et  $H$ (plan  $OYZ$ ). Ces derniers sont ainsi donnés Figure 3.33.

Notons ici que d'après la Figure 3.32, la polarisation croisée n'est pas visible car elle possède un faible niveau, au pire des cas inférieur de 15 dB, par rapport à la polarisation principale.

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

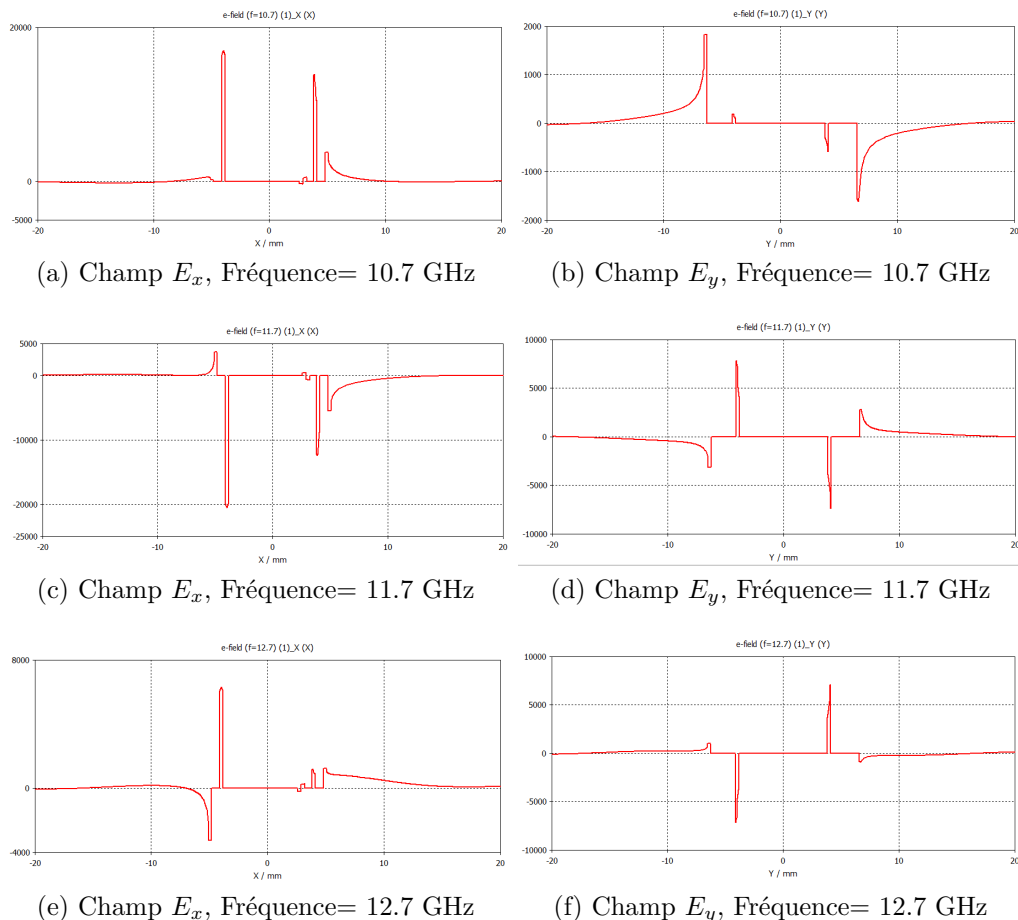


Figure 3.33 – Les composantes des champs  $E_x$  et  $E_y$  de l'antenne polygonale dans la bande 10.7-12.7 GHz.

Concernant le rayonnement, nous rappelons que la composante  $E_x$  est contributive de la polarisation principale et  $E_y$  de la polarisation croisée. À propos de la polarisation croisée, la symétrie impaire observée de la composante  $E_y$  nous indique que, dans le demi-plan supérieur, la sommation de ces contributeurs se fera de manière destructive. Cette composante reste donc relativement faible quelle que soit la fréquence considérée.

D'après 3.33, nous pouvons observer que les contributeurs au rayonnement sont majoritairement situés au niveau de la fente circulaire inscrite dans le motif polygonal ainsi qu'aux extrémités de diffraction de l'antenne. En haute fréquence (12.7 GHz), il existe une forte dissymétrie des contributeurs ce qui permet de justifier la dissymétrie observée au niveau du diagramme de rayonnement, Figure 3.32-(c). De plus, nous notons que les composantes s'étendent sur une longueur au delà de l'antenne. La longueur effective de l'antenne est donc beaucoup plus importante que ses dimensions physiques.

Dans le demi-plan supérieur, nous avons donc périodiquement des recombinaisons constructives et destructives. Les ondulations observées sur le diagramme de rayonnement proviennent alors de ce phénomène. L'identification de l'origine

des ondulations observées sur le diagramme de rayonnement, nous amène à proposer une solution permettant de limiter ce problème. L'approche que nous avons retenue est discutée dans le paragraphe suivant.

### 3.4.10 Solution pour maîtriser le diagramme de rayonnement de l'antenne proposée

Nous avons vu précédemment, que l'antenne polygonale avec fente circulaire nous permet d'assurer les critères imposés par le cahier des charges en terme de bande passante et de polarisation. Par contre, le diagramme de rayonnement obtenu présente des ondulations très importantes dans le demi-plan supérieur. Ce point est d'autant plus pénalisant que cette antenne est envisagée comme élément de base d'un réseau d'antennes à pointage électronique. Il convient alors de minimiser ces ondulations sans pour autant dégrader les propriétés déjà acquises (Bande passante et polarisation). L'approche que nous avons retenue est présentée ci-après [84].

#### Rajout d'éléments métalliques

##### - Rajout d'éléments métalliques suivant le plan E de l'antenne :

Dans ce paragraphe, nous allons présenter une solution permettant de stabiliser le diagramme de rayonnement. En se basant sur la distribution des champs suivant la composante  $E_x$  (Figure 3.33), nous avons constaté la présence d'ondes évanescentes prenant naissance aux discontinuités de l'antenne. Ces composantes de champs sont contributives au rayonnement. Pour maîtriser ces dernières, nous proposons de les court-circuiter en imposant un mur électrique tangential. Nous choisissons dans notre étude un espacement de 0.3 mm.

Puisque nous allons augmenter la longueur  $L_2$  de l'antenne, nous savons que la fréquence de résonance liée à cette longueur va diminuer. Nous allons, par conséquent, utiliser les dimensions de l'antenne dans la bande [11.6-15 GHz] décrites dans le Tableau 3.4 pour garantir une empreinte la plus petite possible (inférieure à la longueur d'onde  $\lambda$ ). La nouvelle structure proposée est donnée dans la Figure 3.34.



### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

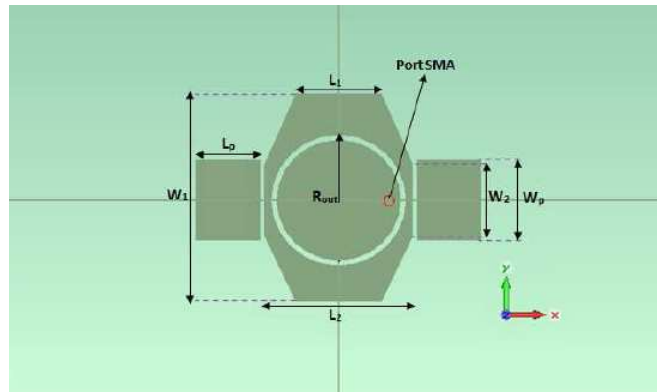


Figure 3.34 – Antenne proposée sans la couche du radôme.

Tableau 3.9 – Dimensions de l'antenne avec parasites suivant le plan-E.

Paramètre	Valeur (mm)
$L_1$	5.1
$W_1$	13
$L_2$	8.9
$W_2$	4.5
$L_p$	3.8
$W_p$	4.9
$\delta$ (largeur de la fente)	0.3
$R_{in}$ (Rayon interne)	3.4
$R_{out}$ (Rayon externe)	3.7
x (Point d'excitation)	2.9

Après simulation à l'aide de CST, nous obtenons le coefficient de réflexion donné Figure 3.35. Elle montre, qu'en rajoutant les parasites, nous arrivons à décaler la bande passante vers les fréquences basses [10.7 - 12.7 GHz]. Toutefois, nous conservons la largeur de la bande obtenue avec l'antenne Figure 3.26 (environ 3 GHz).

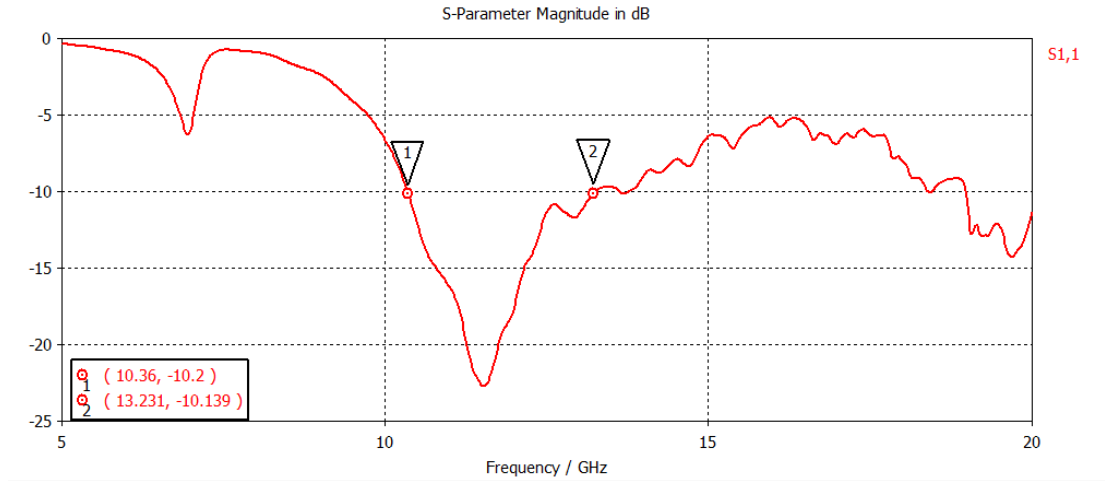


Figure 3.35 – Antenne avec parasites sur les côtés suivant le plan E.

Les diagrammes de rayonnement de cette antenne pour différentes fréquences sont donnés sur Figure 3.36

### 3.4 Nouvelle méthode de conception d'une antenne large bande

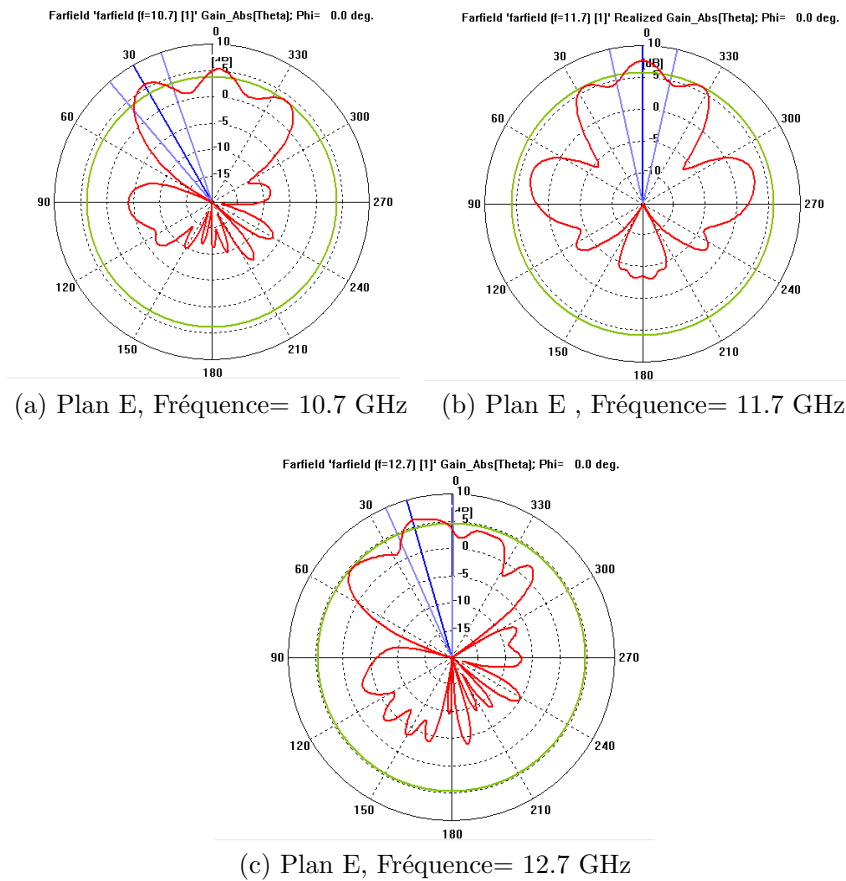


Figure 3.36 – Diagramme de rayonnement de l'antenne polygonale avec deux parasites.

D'après Figure 3.36, nous constatons que les variations d'intensité du rayonnement suivant  $\theta$  sont moins importantes comparées aux résultats obtenues pour l'antenne donnée Figure 3.30. L'objectif est donc atteint même si des ondulations résiduelles sont encore observées. La distribution des composantes électriques  $E_x$  et  $E_y$  permet de mieux comprendre ce résultat (Figure 3.37).

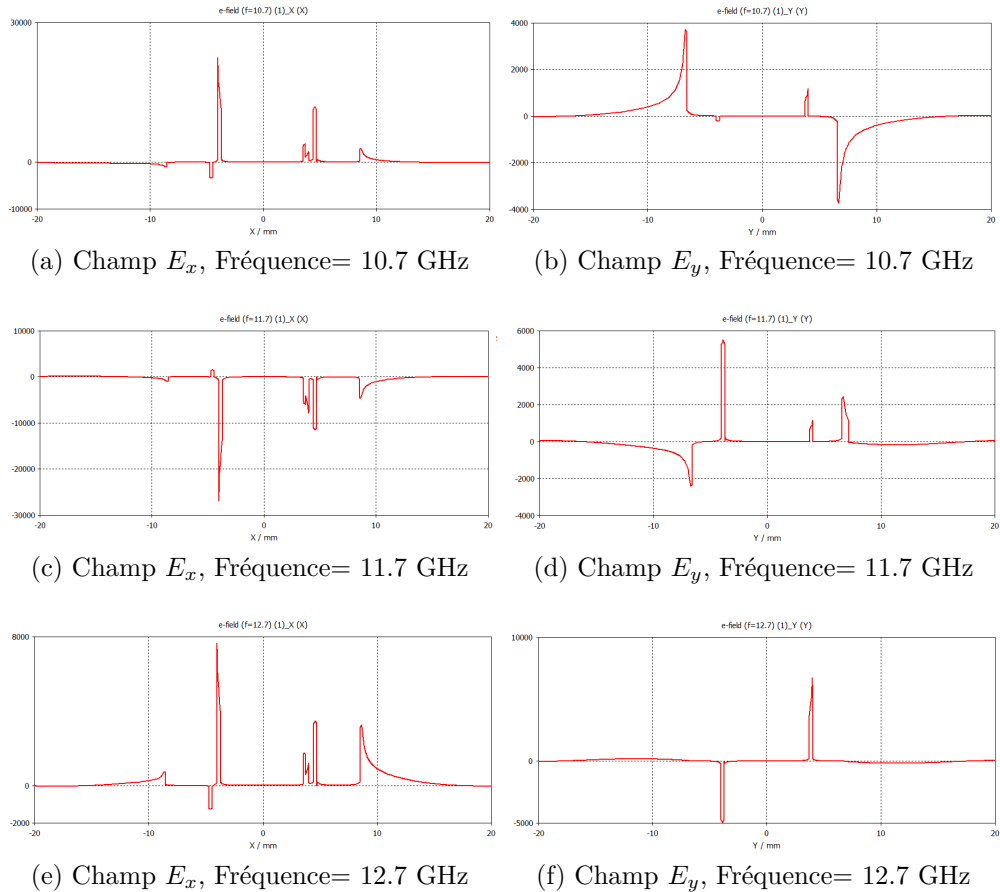


Figure 3.37 – Les composantes de champ  $E_x$  et  $E_y$  de l'antenne polygonale avec deux parasites.

Nous observons une augmentation dans le nombre de pic à cause des parasites sur les cotés (sur l'axe  $X$ ). Ces champs électriques formés aux niveaux des différents morceaux de l'antenne contribuent au rayonnement de l'antenne. Concernant les champs de la composante  $E_y$ , le nombre de contributeurs est identique ainsi que la symétrie impaire de ces derniers par rapport à l'antenne polygonale puisque nous avons conservé la même géométrie suivant l'axe  $Y$ . Par conséquent, la polarisation croisée reste nulle. Par contre, pour la composante  $E_x$ , la présence des éléments conducteurs court-circuitent effectivement les champs  $E_x$  et les confinent au niveau de l'espacement entre le polygone et ces éléments. La taille de l'antenne au niveau du rayonnement se retrouve donc singulièrement réduite. Le rayonnement est donc plus stable par rapport à l'antenne initiale (3.30).

### Conclusion :

À l'issu de cette étude, nous pouvons constater que la structure qui présente des caractéristiques optimales et pourra éventuellement satisfaire les critères imposés par le cahier des charges en terme de bande passante et de rayonnement,

### 3.5 Prototypes et comparaisons

est celle de l'antenne polygonale avec fente circulaire et deux parasites.

L'antenne polygonale avec fente circulaire ressemble au cadran d'une montre. Nous allons donc lui donner le nom de "Antenne Montre". L'antenne polygonale avec deux parasites, quant à elle, sera appelée "Antenne Montre Ailée".

## 3.5 Prototypes et comparaisons

### 3.5.1 Antenne Montre dans la bande de fréquences

#### 11.6 GHz-15 GHz

Afin de valider le design de l'antenne, différents prototypes ont été réalisés et mesurés. Dans cette section, les principaux résultats obtenus sont présentés que ce soit du point de vue circuit (impédance d'entrée) que d'un point de vue rayonnement. Nous retrouvons ainsi l'antenne polygonale à fente circulaire dont l'empreinte rappelle celle d'une montre. L'effet des parasites disposés suivant le plan E est aussi discuté. L'antenne aux dimensions données Tableau 3.4 a été imprimée sur une couche de Verre-Teflon d'épaisseur  $h = 1.58$  mm, de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.55$  et des pertes diélectriques  $\tan \delta = 0.007$ . En ce qui concerne le radôme, le substrat choisi est le Nelco NY920 d'épaisseur 3.175 mm, de permittivité relative 2.2 et de pertes diélectriques  $\tan \delta = 0.0009$ . Un premier prototype a été réalisé dans le laboratoire de l'IETR à Poltech'Nantes. La photo de cette réalisation est donnée Figure 3.38. Les dimensions mesurée de l'antenne Montre mesurées sont rappelées Tableau 3.10.



Figure 3.38 – Antenne proposée sans la couche du radôme.

Tableau 3.10 – Dimensions mesurées de l'antenne Montre.

Paramètre	Valeur mesurée (mm)	Valeur simulée (mm)
$L_1$	5.07	5.1
$W_1$	13	13
$L_2$	8.82	8.9
$W_2$	4.44	4.5
$\delta$ (largeur de la fente)	0.3	0.3
$R_{in}$ (Rayon interne)	3.38	3.4
$R_{out}$ (Rayon externe)	3.68	3.7
x (Point d'excitation)	2.9	2.9

### Coefficient de réflexion

Le résultat de mesure du coefficient de réflexion de l'antenne  $S_{11}$  avec l'analyseur de réseau d'Agilent technology. est comparé au résultat de simulation (Figure 3.39).

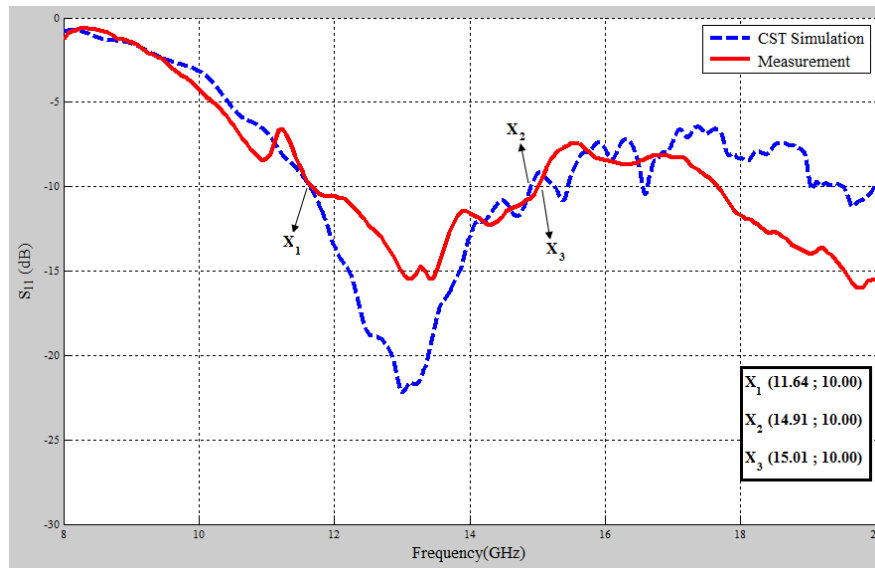


Figure 3.39 – Résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du patch polygonal avec fente circulaire.

Nous observons un bon accord entre le résultat de mesure et celui de simulation surtout au niveau de la bande passante, 3 GHz à -10 dB pour chacune des courbes. Les différences observées peuvent être expliquées par la précision de la réalisation ou probablement liée au problème de centrage du point d'excitation. Les mesures réalisées sur ce premier prototype nous permettent ainsi de valider le modèle électromagnétique dessiné sous le logiciel CST du point de vue de l'évaluation

### 3.5 Prototypes et comparaisons

de l'impédance d'entrée. Cette antenne peut alors être évaluée, dans sa bande passante, en rayonnement.

#### Rayonnement et gain

Dans le Tableau 3.11, le résultat du rayonnement de l'antenne Montre (antenne polygonale avec fente circulaire) est donné pour différentes fréquences (11.6 GHz, 13 GHz et 14.8 GHz)

Tableau 3.11 – Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E.

Fréquence (GHz)	Diagramme en simulation	Diagramme en mesure
11.63		
13		
14.8		

Tableau 3.12 – Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan H.

Fréquence (GHz)	Diagramme en simulation	Diagramme en mesure
11.63		
13		
14.8		

D'après les Tableaux 3.11 et 3.12, nous remarquons que le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne est en accord avec le diagramme de rayonnement simulé dans les deux plans E et H. Le niveau de la polarisation croisée est, quant à lui, plus fort que prévu par les simulations dans les deux plans. Pour le plan E, cela provient probablement d'un léger décalage du point d'excitation suivant  $E_y$  justifiant une recombinaison qui ne peut plus être totalement destructive en champ lointain.

Pour le plan H, le niveau de la polarisation est globalement plus élevé que pour le plan E. En effet, la symétrie des composantes  $E_y$  impose dans le plan E une recombinaison généralement destructive. Par contre dans le plan H, la différence de marche entre les deux zones de rayonnement des composantes de polarisation croisée impose que les recombinaisons vont dépendre de l'angle d'élévation. Lorsque ce dernier est nul (axe normal à l'antenne), nous obtenons les mêmes propriétés que dans le plan E. Pour les autres angles, la sommation vectorielle est différente et le niveau de la polarisation croisée augmente. Les résultats obtenus sont donc tout à fait cohérents.

En ce qui concerne le gain mesuré dans la chambre anéchoïque du laboratoire IETR de Nantes, l'antenne a présenté un gain maximale de 6.4 dBi de nouveau conforme aux simulations effectuées. Le logiciel CST est donc aussi validé d'un point de vue rayonnement.



### 3.5.2 Antenne Montre Ailée

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus lors de l'évaluation pratique des performances de l'antenne Montre Ailée (3.4.10). Les dimensions mesurées sont données dans le Tableau 3.13. Une photo de l'antenne est donnée Figure 3.40.



Figure 3.40 – Antenne avec rectangles parasites sur les côtés

Tableau 3.13 – Dimensions mesurées de l'antenne Montre Ailée

Paramètre	Valeur mesurée (mm)	Valeur simulée (mm)
$L_1$	5.2	5.1
$W_1$	13	13
$L_2$	8.9	8.9
$W_2$	4.5	4.5
$L_{parasite}$	3.7	3.8
$W_{parasite}$	4.9	4.9
$\delta$ (largeur de la fente)	0.3	0.3
$R_{in}$ (Rayon interne)	3.46	3.4
$R_{out}$ (Rayon externe)	3.76	3.7
x (Point d'excitation)	2.9	2.9

#### Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion de l'antenne Montre Ailée a été mesuré avec l'analyseur du réseau vectoriel de Agilent Technology. Une comparaison entre la si-

mulation et la mesure du coefficient de réflexion est donnée dans la Figure 3.41.

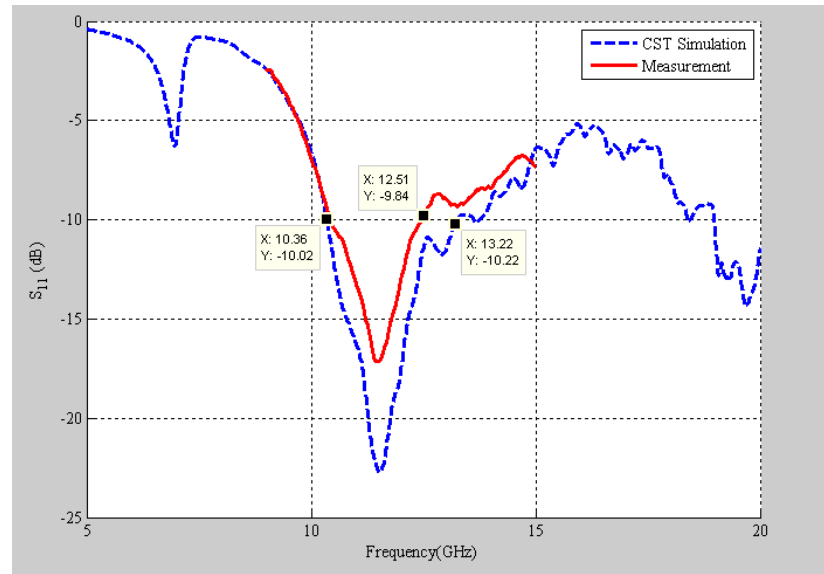


Figure 3.41 – Comparaison du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de simulation et mesure

D'après Figure 3.41, le coefficient de réflexion de mesure et de simulation s'accordent globalement. Ceci peut être observé surtout au niveau de l'allure des deux courbes de  $S_{11}$ . Le coefficient de réflexion mesuré présente une bande passante de 2 GHz à -10 dB.

### Rayonnement et Gain

Le rayonnement de l'antenne est donné Figure 3.42.

### 3.6 Conclusion

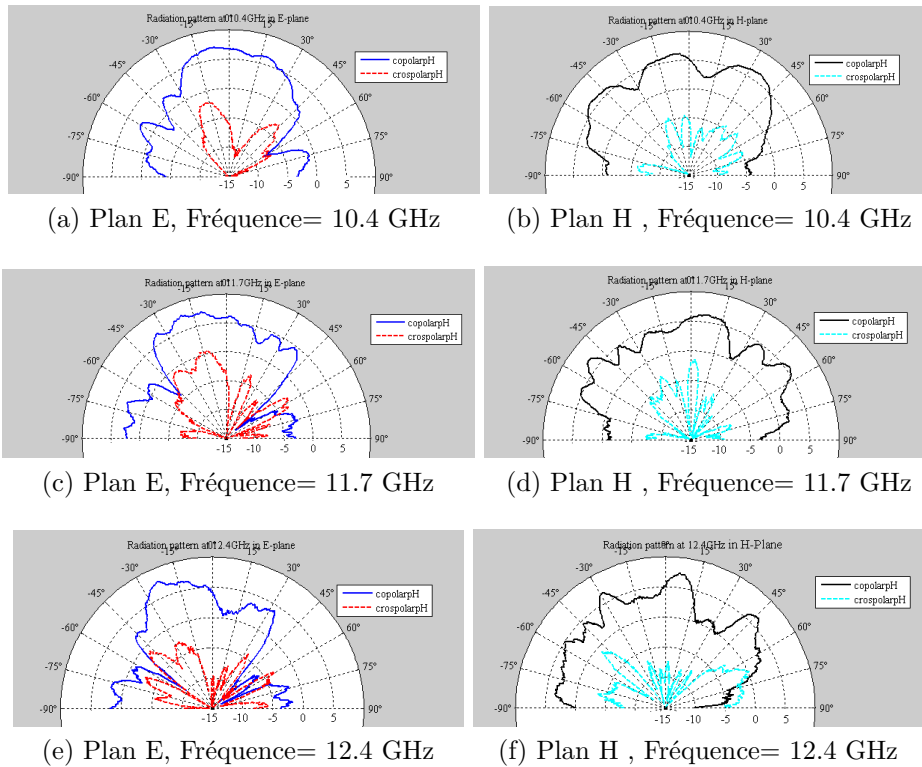


Figure 3.42 – Diagramme de rayonnement de l’antenne avec deux parasites

Nous pouvons observer que le diagramme de rayonnement est mieux maîtrisé comme prédit par les simulations et ce dans le plan E et H. La polarisation croisée a, par contre, un niveau plus élevé par rapport aux simulations et ce dans les deux plans. Néanmoins, elle est légèrement accentuée dans le plan E mais mieux maîtrisée dans le plan H. La cause de ces différences peut résider dans la différences relevée entre les valeurs simulées et celles mesurées. Aussi, le décalage du point d’excitation peut être responsable de l’apparition de la polarisation croisée dans le plan E. Maintenant, d’un point de vue gain, cette structure d’antenne permet d’atteindre un gain maximal de 6.8 dBi.

### 3.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la conception et la réalisation d’une antenne imprimée large bande originale. Pour la conception, nous avons entrepris une démarche méthodique basée sur la théorie des antennes imprimées et sur des simulations électromagnétiques. Les résultats de mesures sont en accord avec la théorie et les simulations. L’antenne réalisée fonctionne dans une bande de fréquence 10,7–12,7 GHz avec un gain supérieur à 6 dBi et des dimensions inférieures à la longueur d’onde compatible avec une mise en réseau. Grâce à une seule couche de métallisation nécessaire, sa réalisation est beaucoup plus aisée que des antennes larges bandes classiques multicouches.



# 4

## Étude de la mise en réseau de l'antenne large bande

### 4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé une structure rayonnante élémentaire qui nous a permis de répondre partiellement au cahier des charges. Les résultats de simulations confirmés par les mesures ont montré l'intérêt de cette antenne en termes de bande passante et de polarisation. Lors de la conception de cette dernière, nous avons délibérément choisi de ne pas intégrer la problématique du gain qui peut être traitée indépendamment, en disposant plusieurs antennes élémentaires en réseau. Seule la taille de l'élément est alors importante afin de limiter certains effets indésirables de cette mise en réseau. L'empreinte de l'antenne retenue est de l'ordre de  $0.7\lambda_0 \times 0.7\lambda_0$ . Elle reste donc compatible avec cette mise en réseau. De plus, par une excitation particulière de chacun des éléments, il est possible de dépointer le faisceau principal dans un secteur angulaire donné permettant aussi d'apporter de la fonctionnalité à l'antenne. Ainsi, dans ce chapitre, nous allons rappeler dans un premier temps les principes généraux de la mise en réseau et des réseaux de distribution associés. Nous présenterons, ensuite, la démarche suivie pour la mise en réseau de l'antenne proposée. Celle-ci s'est faite par étapes, d'abord sur un réseau de 4, 16 puis 64 et enfin 256 éléments. Une approche modélisation sur logiciel ADS a été retenue. Certaines étapes clés ont alors été validées par des réalisations et les mesures associées que ce soit en réflexion ou en rayonnement.

## 4.2 Réseau d'antennes

Un réseau d'antennes est un ensemble d'antennes conçu pour répondre à des critères de rayonnement spécifiques (gain, diagramme de rayonnement directif, sectoriel, etc.). L'objectif est de maîtriser les recombinaisons constructives et destructives imposées par la délocalisation spatiale des sources contributives au rayonnement. Afin d'en comprendre les mécanismes, nous rappelons, sur des configurations simples de réseaux d'antennes, l'approche classiquement retenue pour leurs études.

### 4.2.1 Analyse des réseaux d'antennes

Un réseau d'antennes est, comme son nom l'indique, constitué de plusieurs antennes élémentaires réparties spatialement. Chacune de ces antennes va rayonner le signal radiofréquence porteur de l'information au prorata de ses propriétés intrinsèques (gain, diagramme de rayonnement, etc.) et des conditions d'excitation (puissance électrique transmise, phase relative). La nature vectorielle du champ rayonné rend l'analyse des réseaux d'antennes non immédiate. Ainsi, nous présentons sur deux cas simples le calcul du champ global rayonné et les principaux résultats à en tirer [49].

#### Réseau linéaire

Le réseau d'antennes linéaire est considéré comme le plus simple des réseaux d'antennes. Il s'agit d'un assemblage linéaire de  $N$  éléments rayonnants disposés suivant un seul axe. Afin de simplifier son analyse, nous allons supposer que la distance inter-élément  $d$  est constante et que chaque antenne rayonne de manière équivalente dans l'espace. Enfin, une pondération en amplitude de puissance ( $a_n$ ) et en phase ( $\phi_n$ ) est appliquée individuellement à chaque antenne..

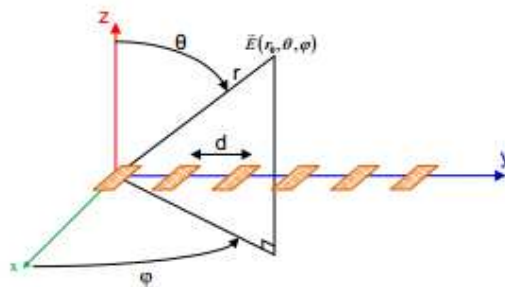


Figure 4.1 – Réseau d'antennes linéaire [24].

$d$  : distance entre deux sources successives

$\phi$  : angle de l'azimut

$\theta$  : angle de l'élévation

Pour connaître le rayonnement de  $N$  éléments en un point donné de l'espace, nous utilisons le théorème de superposition qui consiste en l'addition vectorielle des champs lointains émis par chaque source (4.1) .

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_n(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} e^{-j\phi_n} \vec{f}_n(\theta, \phi) \quad (4.1)$$

$\vec{f}_n(\theta, \phi)$  : fonction caractéristique du  $n^{\text{ième}}$  élément du réseau

$a_n$  : amplitude électrique de la source  $n$

$\phi_n$  : phase électronique de la  $n^{\text{ième}}$  source

$r_n$  : distance du point d'observation au  $n^{\text{ième}}$  élément

$k$  : nombre d'onde

Avec l'hypothèse de champ lointain, il est possible de considérer que les distances entre le point d'observation et chacune des sources sont identiques (même angle d'observation, mêmes pertes d'espace). Cette hypothèse raisonnable en amplitude ne l'est plus en termes de phase (périodicité spatiale de l'onde). Pour estimer le retard de phase spatiale au niveau de chaque source, nous pouvons écrire :

$$r_n \approx r_0 + nd \sin \theta \sin \Phi \quad (4.2)$$

Avec  $r_0$  : distance du point d'observation du  $1^{\text{er}}$  élément.

Par conséquent, le champ total rayonné par un réseau de  $N$  éléments identiques ( $\vec{f}_n(\theta, \phi) = \vec{F}(\theta, \phi)$ ) et équidistantes est :

$$E_t(\vec{\theta}, \phi) = \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} \vec{F}(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(nkd \sin \theta \sin \phi + \phi_n)} \quad (4.3)$$

Dans ces conditions, nous pouvons introduire le facteur de réseau qui ne dépend que de la distribution spatiale et électrique du réseau. Celui-ci s'exprime :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(nkd \sin \theta \sin \phi + \phi_n)} \quad (4.4)$$

Pour obtenir le rayonnement total du réseau, il suffit alors de multiplier le rayonnement d'une antenne élémentaire par le facteur de réseau. Ce qui nous permet d'exprimer le rayonnement total par l'expression suivante :

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} \vec{F}(\theta, \phi) AF \quad (4.5)$$

Pour une antenne élémentaire dont le rayonnement est omnidirectionnel, le rayon-

## 4.2 Réseau d'antennes

nement du réseau est conditionné par  $AF$  (seule fonction dépendante de  $\theta$  et  $\phi$ ), il est donc possible de former le diagramme de rayonnement en jouant sur les paramètres influant du facteur de réseau ; i.e.  $a_n$ ,  $\Phi_n$ ,  $d$ ,  $n$ . Aussi, dans le plan du réseau (plan  $XY$  ;  $\phi = \frac{\pi}{2}$ ), le facteur de réseau s'écrit :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(nkd \sin \theta + \phi_n)} \quad (4.6)$$

Pour simplifier l'analyse, nous allons considérer un réseau linéaire uniforme pour lequel les termes  $a_n$  sont identiques pour toutes les antennes et supposés unitaires ( $a_n = 1$ ). Dans ce cas, l'expression du facteur sera simplifiée comme suit :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(nkd \sin \theta + \phi_n)} \quad (4.7)$$

De plus, si nous supposons un déphasage régulier  $\phi_0$  entre antennes voisines, l'expression du déphasage devient

$$\phi_n = n\phi_0 \quad (4.8)$$

Dans ces conditions, le facteur de réseau est exprimé par l'expression suivante :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(kd \sin \theta + \phi_0)} \quad (4.9)$$

Le facteur de réseau résulte donc d'une suite géométrique dont la somme est :

$$AF = \frac{\sin \frac{N(kd \sin \theta + \phi_0)}{2}}{\sin \frac{kd \sin \theta + \phi_0}{2}} \quad (4.10)$$

Le rayonnement est donc maximal lorsque  $kd \sin \theta + \phi_0 = 0$ , soit pour :

$$\theta_{max} = \arcsin \frac{-\phi_0}{kd}. \quad (4.11)$$

Pour un réseau équipondéré en amplitude et excité avec un gradient de phase, le rayonnement maximal est obtenu lorsque la phase électrique compense le retard spatial introduit par la délocalisation des éléments  $\theta_{max}$ , le facteur de réseau devient :

$$AF_{max} = N \quad (4.12)$$

Avec  $N$  : le nombre d'éléments du réseau.

L'équation 4.12 montre donc que dans la direction principale du réseau, le rayonnement d'une antenne est multiplié par le nombre des antennes du réseau. Dans cette direction, la recombinaison de toutes les contributions se fait de ma-

nière totalement constructive.

Du fait de la périodicité de l'argument  $\frac{kd \sin \theta + \Phi_0}{2}$ , sous certaines conditions dans le domaine de définition de  $\theta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ , le facteur de réseau peut être maximum pour plusieurs angles  $\theta$ .

Lors de la mise en réseau, il est préconisé de retenir une distance inter-source inférieure à la longueur d'onde dans l'espace libre ( $\lambda_0$ ) pour éviter la formation de lobes de réseau (typiquement 0.6 à 0.7 $\lambda_0$ ). Ces lobes particuliers portent la même densité de puissance que le lobe principal [53, 61, 32, 37]. À titre d'exemple, pour  $\Phi_0 = 0$ , rayonnement dans l'axe normal au réseau, la première apparition de ces lobes ( $\phi = \frac{\pi}{2}$ ) intervient lorsque  $d = \lambda_0$ .

Ce phénomène arrive lorsque la distance inter-élément est égale à :

$$d = \frac{2n\pi - \Phi_0}{2\pi \sin \theta} \lambda_0 \quad (4.13)$$

### Réseau bidimensionnel (2D)

Un réseau 2D est la généralisation à deux dimensions d'un réseau linéaire. Ce type de réseau est généralement formé par l'utilisation d'une matrice de  $N \times M$  antennes élémentaires.

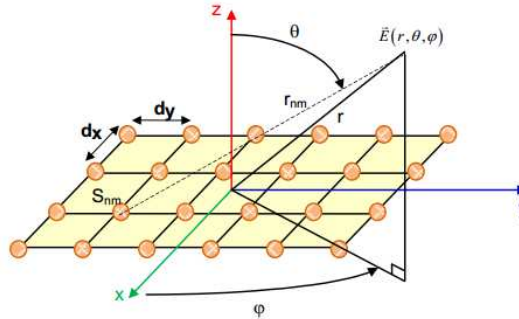


Figure 4.2 – Antenne réseau bidimensionnel [24]

$M$  : nombre d'antennes sur l'axe  $X$

$N$  : nombre d'antennes sur l'axe  $Y$

$d_x$  : distance entre deux sources successives suivant l'axe  $X$

$d_y$  : distance entre deux sources successives suivant l'axe  $Y$

Supposons qu'il n'existe pas de couplage entre les différentes sources, le champ rayonné total peut alors être exprimé comme suit :

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_{nm}(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nm} \frac{e^{-jkr_{nm}}}{r_{nm}} e^{-j\phi_{nm}} \vec{f}_{nm}(\theta, \phi) \quad (4.14)$$

Avec  $a_{nm}$  : amplitude de chaque source  $S_{nm}$

$\phi_{nm}$  : La phase de chaque source  $S_{nm}$



## 4.2 Réseau d'antennes

$\vec{f}_{nm}(\theta, \phi)$  : caractéristique vectorielle du rayonnement

En supposant que le réseau soit formé par des antennes identiques, il est possible de factoriser la fonction caractéristique de l'antenne élémentaire ( $\vec{f}_{nm}(\theta, \phi) = \vec{F}(\theta, \phi)$ ). De plus, en considérant une configuration d'antennes portées par deux axes (distances  $d_x$  et  $d_y$  constantes), le champ rayonné total peut être défini par :

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = A \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{F}(\theta, \phi) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nm} e^{j(nkd_x \sin\theta \cos\phi + mkd_y \sin\theta \sin\phi) + \phi_{nm}} \quad (4.15)$$

Le facteur de réseau peut alors s'exprimer de la manière suivante :

$$AF = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nm} e^{j(nkd_x \sin\theta \cos\phi + mkd_y \sin\theta \sin\phi) + \phi_{nm}} \quad (4.16)$$

Le maximum de rayonnement est alors obtenu lorsque l'argument de l'exponentiel s'annule. Il est donc possible par un choix approprié de la phase électrique imposé à chacune des sources d'orienter le maximum de rayonnement dans une direction quelconque  $(\theta, \Phi)$ . Au niveau facteur de réseau, ce maximum vaut alors :

$$AF_{max} = NM \quad (4.17)$$

Le rayonnement maximum est alors directement proportionnel au nombre d'éléments.

### 4.2.2 Directivité et angle d'ouverture d'un réseau d'antennes

#### Directivité

La directivité d'un réseau uniforme à déphasage régulier est déterminée par

$$D = AF_{max} D_0 = NMD_0 \quad (4.18)$$

où  $D_0$  est la directivité d'une antenne dans la direction principale du rayonnement du réseau.

Le gain étant proportionnel à la directivité sera égal au gain d'une seule antenne multiplié par le nombre total des antennes du réseau.

#### Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture d'un réseau d'antennes est défini par l'angle dans lequel la puissance rayonnée reste supérieure à la moitié de la puissance maximale (-3 dB). Pour cela et dans le cas d'un réseau linéaire, il faut trouver l'angle  $\theta_1$  correspondant à un facteur de réseau égale à  $\frac{N}{\sqrt{2}}$  ( $\theta_{-3dB}$ ). Il s'agit donc de résoudre l'équation suivante :

$$\frac{N}{\sqrt{2}} = \frac{\sin \frac{N(kd \sin \theta_1 + \phi_0)}{2}}{\sin \frac{kd \sin \theta_1 + \phi_0}{2}} \quad (4.19)$$

La solution est donnée en fonction de  $\theta_1$  dans l'expression suivante :

$$\theta_{-3dB} = 2\theta_1 \quad (4.20)$$

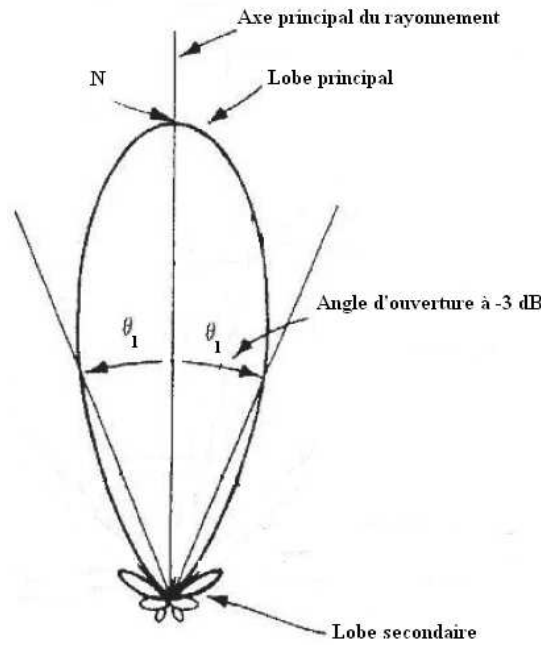


Figure 4.3 – Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture.

De façon générale, l'expression approximative de l'angle d'ouverture est donnée dans [2] par :

$$\Theta_{-3dB} = \sqrt{\frac{1}{\Theta_{x_0}^{-2} \cos^2 \phi_0 + \Theta_{y_0}^{-2} \sin^2 \phi_0}} \quad (4.21)$$

Où  $\Theta_{x_0}$  et  $\Theta_{y_0}$  sont les angles d'ouverture à -3 dB dans les plans  $XZ$  et  $YZ$ , respectivement.

### 4.3 Réseau d'excitation

Dans le chapitre précédent, la technologie imprimée a été retenue pour la conception de l'antenne élémentaire. Comme nous l'avons montré précédemment son empreinte est compatible avec la mise en réseau afin de répondre aux critères

### 4.3 Réseau d'excitation

de gain et de fonctionnalité (pointage électronique). Aussi, dans ce paragraphe, nous allons nous intéresser au développement du réseau de distribution. Afin de préserver et motiver les choix que nous avons faits, nous dressons dans un premier temps, un panorama des techniques d'alimentation des réseaux linéaires puis bi-dimensionnels.

#### 4.3.1 Techniques d'alimentation d'un réseau linéaire

Il existe deux grandes familles d'arbre de distribution pour les réseaux d'antennes : l'arborescence série et l'arborescence parallèle. Pour l'alimentation série, les antennes sont liées en chaîne à l'aide d'une ligne micro-ruban. L'excitation est alors réalisée par une succession de lignes quart d'onde qui peuvent alors réduire la bande passante de l'antenne. De plus, l'insertion de déphaseurs commandés est complexe puisqu'il n'existe que peu d'espace disponible. Ce type d'arborescence ne semble donc que peu approprié à notre contexte d'étude.

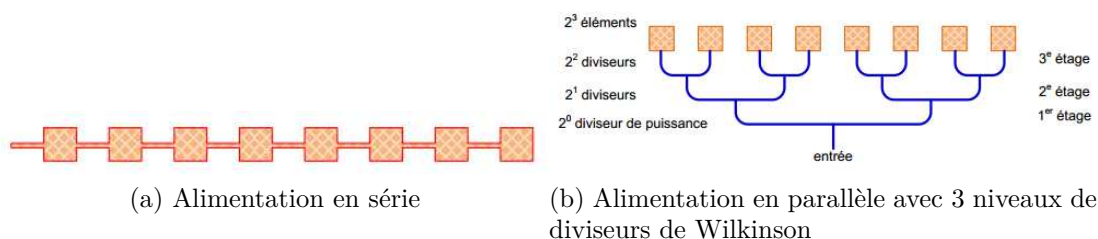


Figure 4.4 – Techniques d'alimentation [24].

Dans le cas d'une alimentation parallèle, la distribution de l'information se fait au travers d'une succession de diviseurs de puissance. L'optimisation peut alors être gérée facilement en réalisant une division de puissance équilibrée aux différents étages. De plus, l'espace alloué pour la mise en place de déphaseur est plus importante et est par conséquent plus aisée. Par contre cette manière d'alimentation de réseau impose une longueur de distribution plus importante. Il conviendra donc de maîtriser les pertes de propagation afin de ne pas pénaliser le gain du réseau. Cette distribution présente cependant quelques atouts qui nous amènent à la privilégier. Nous allons préciser brièvement deux manières d'envisager la division de puissance.

#### Diviseur de Wilkinson

Le diviseur de puissance de Wilkinson est largement utilisé dans les applications micro-ondes. Le diviseur un vers deux ports de Wilkinson présente un circuit adapté sans pertes. La puissance en entrée peut être séparée en deux signaux avec la même phase et la même amplitude. Ce diviseur est composé d'une

entrée d'impédance  $Z_0$  et deux lignes quart d'onde ( $\frac{\lambda}{4}$ ) d'impédance caractéristique  $Z = Z_0\sqrt{2}$  suivi de deux sorties d'impédance  $Z_0$ . Une résistance  $R = 2Z_0$  se trouve entre les deux sorties et permet le maintien de l'adaptation dans le cas d'un déséquilibre de puissance en sortie.

La puissance en entrée est divisée en deux puissances de sorties égales au niveau des port 2 et port 3.

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2}P_1 \quad (4.22)$$

Une présentation possible du diviseur de Wilkinson est donnée Figure 4.5 :

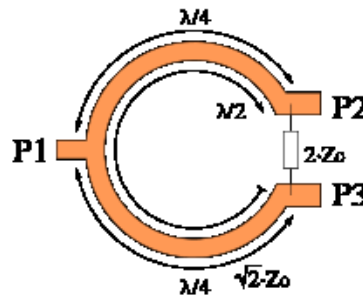


Figure 4.5 – Diviseur de Wilkinson en technologie micro-ruban [81].

Les avantages du diviseur de Wilkinson sont principalement sa large bande passante, malgré l'utilisation d'inverseurs d'impédance, et sa bonne adaptation d'entrée ( $S_{11}$ ) même si les charges de sorties sont déséquilibrées. Pour maintenir cette adaptation dans une structure multicouche, il nous est obligatoire soit de reporter la résistance d'équilibrage en surface (CMS) soit de la réaliser en couche enterrée (films résistifs ou pâte résistive).

### Diviseur d'impédance

Il s'agit d'un diviseur de puissance basé sur la transformation d'impédance par des lignes quart d'onde ou des lignes à transition d'impédance douce connues sous le nom des lignes tapérisées. Alors que la première solution est plus adaptée aux structures à faible bande passante, la deuxième est adaptée aux structures à large bande passante. En effet, les lignes tapérisées offrent des degrés de liberté supplémentaire permettant la transformation d'impédance sur une large bande passante.

### 4.3 Réseau d'excitation



Figure 4.6 – Diviseur d'impédance en technologie micro-ruban.

Il est alors possible de gérer une apodisation par une transformation adéquate des impédances (asymétrie de transformation). Par contre, une désadaptation d'impédance sera observée au niveau du coefficient de réflexion du réseau en cas de déséquilibre des charges de sortie (antennes). Cette particularité est le point faible de cette technique de répartition de puissance par rapport au diviseur de Wilkinson.

#### 4.3.2 Techniques d'alimentation d'un réseau à deux dimensions

Les mêmes techniques d'alimentation série ou parallèle peuvent être appliquées au réseau bidimensionnel d'antennes.

##### Réseau d'excitation série en cas du réseau 2D

De la même manière que pour un réseau linéaire, l'utilisation d'une double distribution série peut être envisagée. A titre d'exemple, nous donnons Figure 4.7, un exemple de réalisation d'un réseau d'antenne qualifié classe 1 pour les faisceaux hertziens à 24 GHz .



Figure 4.7 – Diviseur d'impédance en technologie micro-ruban.

##### Réseau d'excitation parallèle en cas du réseau 2D

Pour un réseau à 2 dimensions, il est aussi possible de réaliser le réseau de distribution en version tout parallèle. Figure 4.8 donne deux exemples. Le premier est basé sur des diviseurs d'impédances et le deuxième utilise des diviseurs de Wilkinson.

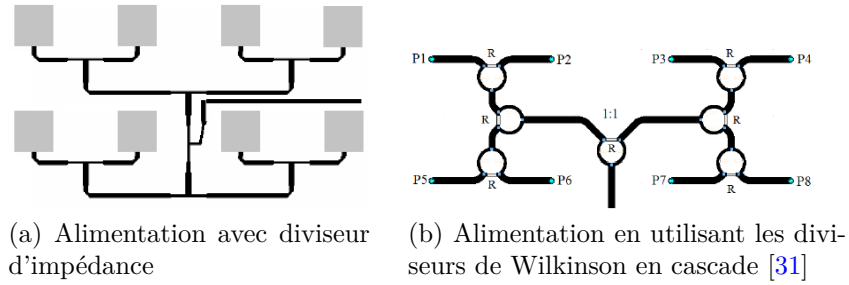


Figure 4.8 – Exemples des réseaux d'excitation pour un réseau d'antennes à deux dimensions.

En outre, l'étude des différentes techniques d'excitation nous permet de les classer en deux grandes catégories : Couche d'alimentation imprimée sur la même couche que les antennes du réseau (Figure 4.9-(a)) ou couche d'alimentation séparée de la couche d'antennes (Figure 4.9-(b)). Dans le premier cas, un rayonnement parasite provenant du réseau de distribution doit être pris en considération. Il est alors possible afin de limiter ce rayonnement de choisir une technique d'alimentation multicouche Figure 4.9-(b).

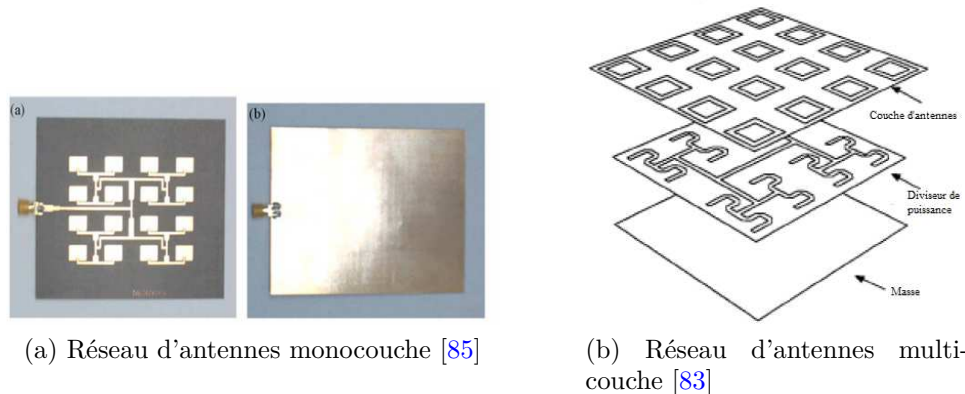


Figure 4.9 – Emplacement de la couche d'alimentation par rapport à la couche d'antennes.

## 4.4 Étude de la mise en réseau de l'antenne élémentaire proposée

L'antenne élémentaire proposée présente un gain de l'ordre de 6 dBi. Au vu des contraintes du cahier des charges initial, ce gain n'est pas suffisant puisqu'il faut atteindre un gain supérieur à 20 dBi. Pour prendre en considération les pertes éventuelles dans l'arbre de distribution, nous choisissons de durcir a priori ce cahier de charge en terme d'objectif de gain à 30 dBi. Ce gain va nous permettre de dimensionner le nombre d'antennes élémentaires à disposer au sein du réseau. Nous rappelons que lorsque le nombre d'antennes est doublé, le gain initial de

#### 4.4 Étude de la mise en réseau de l'antenne élémentaire proposée

l'antenne unitaire est lui aussi doublé (voir 4.18).

La contribution du facteur de réseau doit alors être, théoriquement, de 24 dB (3 dB  $\times$  8). Le nombre d'antennes qui nous permettra d'atteindre cette valeur est donc de  $2^8 = 256$ . Pour assurer la symétrie de l'angle d'ouverture dans l'espace, notre choix va donc se diriger vers un réseau à deux dimensions et, par conséquent, un réseau à géométrie carrée à  $16 \times 16$  éléments. De par la géométrie de l'antenne proposée, nous allons retenir la technologie multicouche où les antennes et le réseau d'excitation seront imprimés sur deux couches différentes avec un plan de masse en sandwich entre elles.

Pour cela, la démarche que nous avons suivi consiste à concevoir, dans un premier temps, un diviseur de puissance 1 vers 2 large bande. Ce dernier est alors un élément de base à la réalisation d'un sous-réseau de  $2 \times 2$ .

Nous rappelons que le réseau final doit comporter  $16 \times 16$  antennes et fonctionner dans la bande 10.7 - 12.7 GHz. La réalisation d'un réseau avec ce grand nombre d'antennes est une opération délicate. Aussi, nous proposons de caractériser dans un premier temps un réseau de  $4 \times 4$  antennes puis un réseau  $8 \times 8$  et enfin un réseau de  $16 \times 16$  antennes.

Avant de commencer la conception du réseau d'antennes, nous devons fixer la distance inter-élément résultant du compromis entre la remontée des lobes de réseau et le couplage inter-élément pouvant dégrader les performances du réseau sur la bande de fonctionnement de l'antenne. Cette distance sera aussi choisie de telle manière à libérer suffisamment d'espace pour inscrire en quinconce la deuxième polarisation.

##### 4.4.1 Étude de couplage inter-élément

Comme nous l'avons précisé précédemment, la distance inter-élément doit être choisie de telle manière à limiter les lobes de réseau et ce sur toute la bande de fréquence d'intérêt. Sur cette bande de fréquence, nous devons nous assurer que la distance inter-antenne reste inférieure à la longueur d'onde dans l'air, soit dans notre cas :

$$d < \frac{C}{F_{max}} = 23.6 \text{ mm} \quad (4.23)$$

Afin de respecter ce critère, nous avons fixé cette distance à 23 mm. Nous aurions pu envisager de réduire cette distance. Cependant, nous gardons à l'esprit que seule une polarisation peut être reçue avec cette antenne. Il nous faudra donc intégrer la polarisation orthogonale. Le pas retenu nous autorise suffisamment d'espace pour envisager l'intégration d'un deuxième réseau en quinconce. Il faut tout de même vérifier que cette distance est suffisante pour limiter le couplage. Nous nous fixons un objectif de couplage inférieur à -20 dB. Pour cela, nous avons simulé un réseau de deux antennes excitées indépendamment (Figure 4.10).

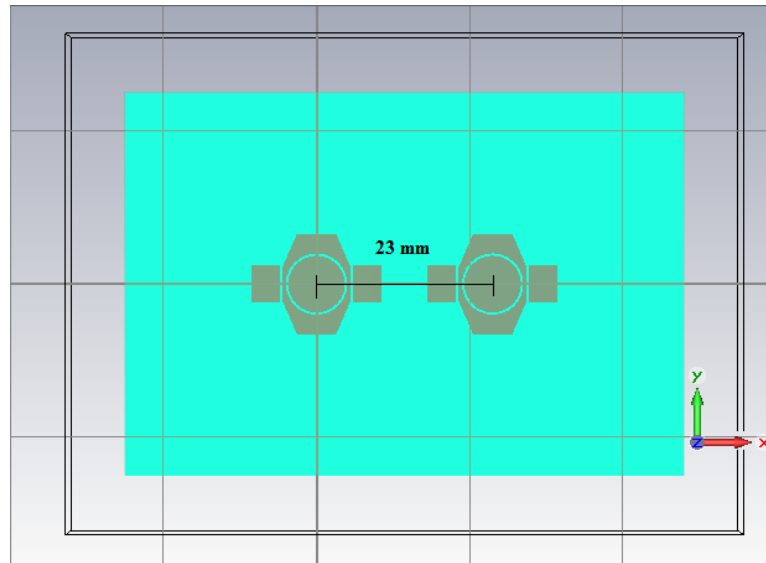


Figure 4.10 – Vue de dessus des deux antennes sous CST.

Les résultats du coefficient de réflexion ( $S_{11}$  et  $S_{22}$ ) et ceux du couplage ( $S_{12}$  et  $S_{21}$ ) sont donnés Figure 4.11.

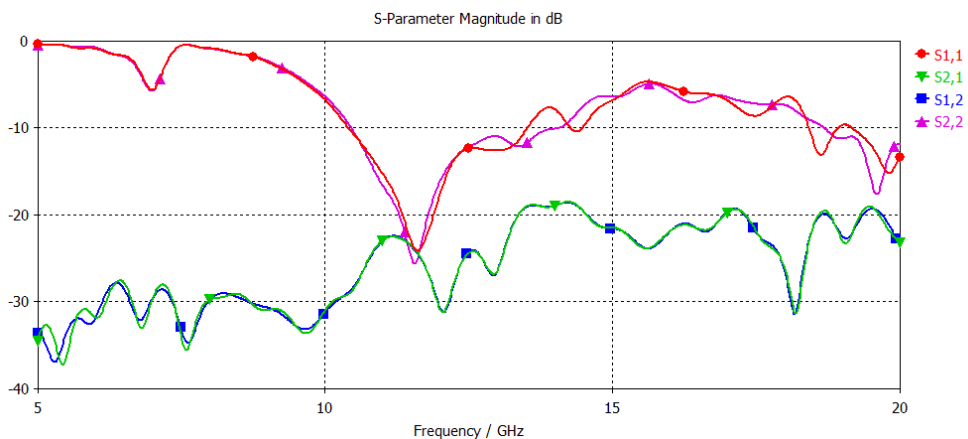


Figure 4.11 – Couplage entre deux antennes.

Nous constatons que le couplage entre les deux antennes est inférieur à 20 dB sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne. Cela nous permet de valider cette étape et ainsi procéder à la mise en réseau effective.

#### 4.4.2 Diviseur de puissance proposé

Afin de choisir le type de diviseur à retenir, nous rappelons que le diviseur de Wilkinson est un diviseur adaptée au réseau large bande mais il nécessite des résistances d'équilibrage de  $100 \Omega$  entre ses branches de sortie. Cela conduit à une procédure de fabrication du réseau plus complexe et donc coûteuse . Ceci est d'autant plus vrai que le réseau final sera constitué d'un grand nombre d'éléments. Pour les diviseurs non équilibrés, leurs conceptions et réalisations sont simples et



#### 4.4 Étude de la mise en réseau de l'antenne élémentaire proposée

moins coûteuses. La maîtrise de l'adaptation en entrée du réseau sur une large bande passante est alors le point clé de leur conception. Face à ces options de diviseurs, nous choisissons le diviseur non équilibré pour simplifier la conception du réseau de distribution et donc le process de la fabrication.

##### 4.4.3 Diviseur 1 vers 2

Nous avons vu précédemment, les différentes méthodes utilisées pour alimenter un réseau d'antennes. Dans ce qui suit, nous allons proposer un diviseur de puissance qui sera utilisé plus tard pour la conception du réseau de distribution complet (pour 256 antennes). À l'aide du logiciel Advanced Design System (ADS) de Keysight, nous allons concevoir un diviseur de puissance 1 vers 2. L'objectif est alors d'assurer une adaptation d'impédance sur une bande la plus large possible ainsi qu'une division de puissance aux accès totalement équilibrée. Le modèle ADS de la structure proposée est donné Figure 4.12.

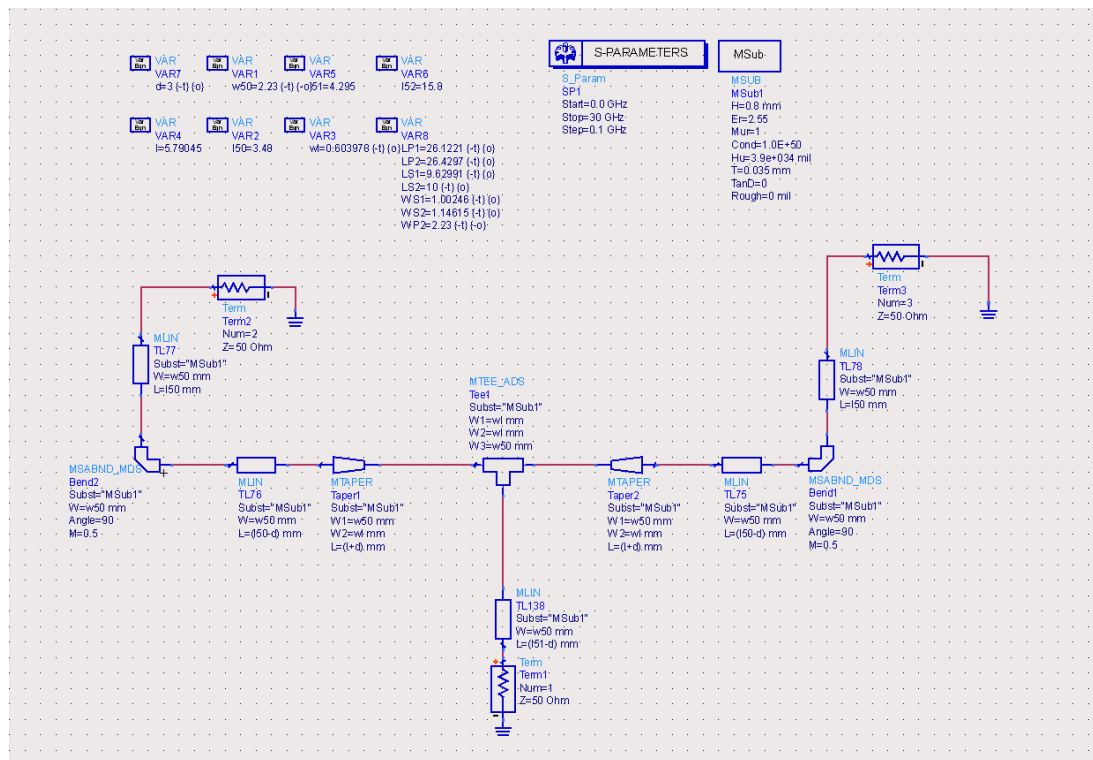


Figure 4.12 – Schéma du diviseur de puissance proposé sous ADS.

Le diviseur proposé est ainsi conçu à partir des lignes micro-rubans où les différentes transformations d'impédance sont assurées par des lignes tapérisées. Chacun des accès est supposé présenter une impédance de 50Ω. Les deux ports de sortie (2 et 3) se retrouvent donc en parallèle du point de vue du port d'entrée (1). Il est donc nécessaire de transformer l'impédance des deux sorties pour qu'elles présentent au nœud une impédance équivalente de 100Ω. Cette fonction, classiquement réalisée par un diviseur d'impédance quart d'onde est alors relativement

faible bande et est un facteur limitant la bande passante globale du réseau. Afin de lever ce verrou, nous avons retenu une transformation d'impédance par ligne tapérisée. Cette solution est une alternative crédible qui d'un point de vue de ces dimensions n'est pas plus encombrante.

De plus, nous avons fixé, au début de cette section, une distance inter-élément de 23 mm. Cette condition a été prise en compte dans la conception du diviseur proposé de manière à ce qu'elle soit égale à la distance entre les accès de sortie.

Le résultat d'adaptation de ce diviseur est donné Figure 4.13.

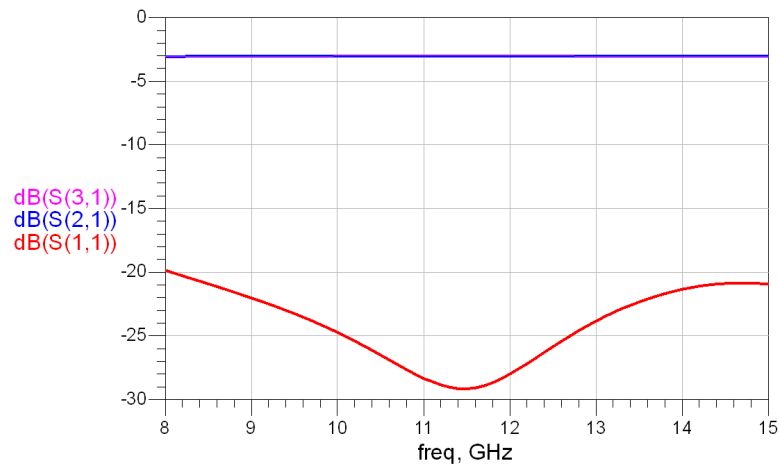


Figure 4.13 – Adaptation du diviseur 1 vers 2 proposé.

La simulation de ce diviseur de puissance montre qu'il présente une bonne adaptation ( $< -20$  dB) pour une large bande de fréquences allant de 8 GHz à 15 GHz. La division de puissance aux accès de sortie est assurée sur toute la bande et est égale à -3 dB.

Le layout du diviseur proposé est donné Figure 4.14

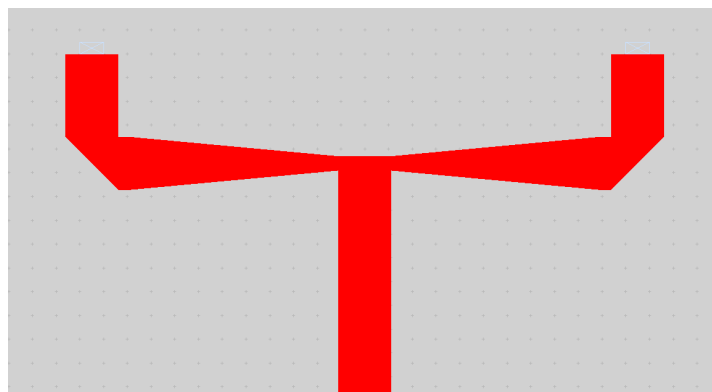


Figure 4.14 – Diviseur de puissance 1 vers 2 proposé en technologie micro-ruban.

Le diviseur de puissance a été initialement connecté à des charges  $50 \Omega$  afin de quantifier les pertes et division de puissance effective. Il faut donc évaluer son bon fonctionnement en présence de l'antenne retenue en charge des deux ports

#### 4.4 Étude de la mise en réseau de l'antenne élémentaire proposée

de sortie. Nous imposons donc le remplacement des charges en sortie du diviseur (terminaux  $50 \Omega$ ) par le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne Montre Ailée.

Le résultat d'adaptation du diviseur en présence des antennes en sorties est donc donné Figure 4.15 :

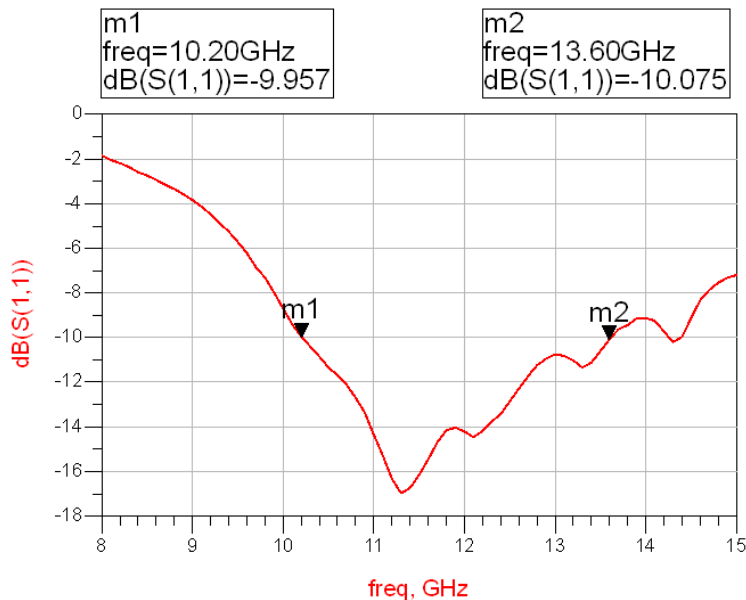


Figure 4.15 – Adaptation de diviseur de puissance 1 vers 2 en tenant compte de l'adaptation de l'antenne Montre Ailée.

Nous constatons que la bande passante en entrée se dégrade comparativement au cas idéal de terminaux  $50 \Omega$ . Cependant, sur la bande de fréquence allant de 10.2 à 13.6 GHz, le coefficient en entrée reste inférieur à -10 dB. Aussi, même si la division de puissance ne peut être observée, il est raisonnable de penser au vu des résultats précédemment présentés (Figure 4.15) et de la symétrie du circuit, que celle-ci est conservée avec cette configuration de charge. Cette première étape validée, nous pouvons poursuivre la conception d'un sous-réseau à 4 éléments.

#### 4.4.4 Diviseur 1 vers 4

Nous allons maintenant simuler une cellule élémentaire de diviseur de puissance pour un réseau de  $2 \times 2$  antennes. Le design de ce diviseur s'appuie sur les résultats intéressants obtenus précédemment. Nous avons donc retenu la "cascade" de 3 diviseurs 1 vers 2 dont l'empreinte est donnée ci-après.

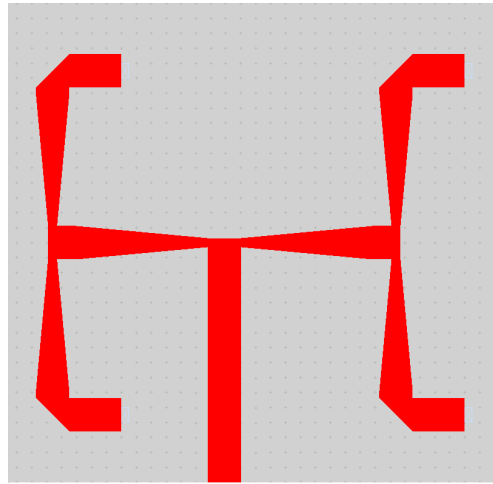


Figure 4.16 – Diviseur de puissance 1 vers 4 proposé.

Cette cellule est composée de 3 diviseurs 1 vers 2 simulé précédemment. Nous constatons que le diviseur 1 vers 4 est bien adapté sur toute la bande de fréquence allant de 8 GHz à 15 GHz comme l'indique la courbe  $S_{11}$  (Figure 4.17 ). Une distribution de puissance parfaitement égale (-6 dB) est bien maîtrisée sur toute la bande représentée par les courbes  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  et  $S_{51}$ .

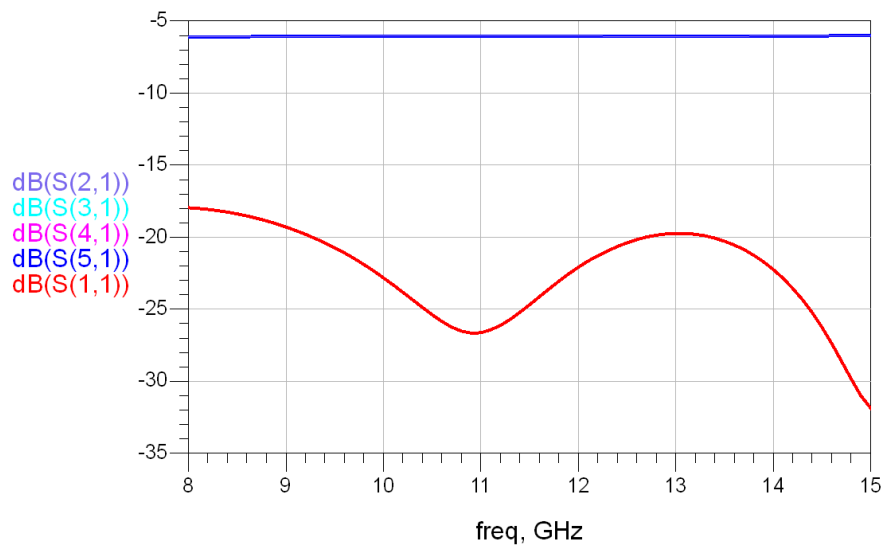


Figure 4.17 – Diviseur de puissance 1 vers 4 proposé.

Étant donné que nous nous sommes assurés du bon fonctionnement de ce diviseur avec des charges  $50 \Omega$  aux ports de sortie. Il convient maintenant de vérifier son comportement quand ces charges sont remplacées par l'impédance équivalente des antennes. D'un point de vue adaptation, avec en sorties les paramètres  $S$  de l'antenne Montre Ailée, nous obtenons le résultat du coefficient de réflexion  $S_{11}$  donné Figure 4.18 :

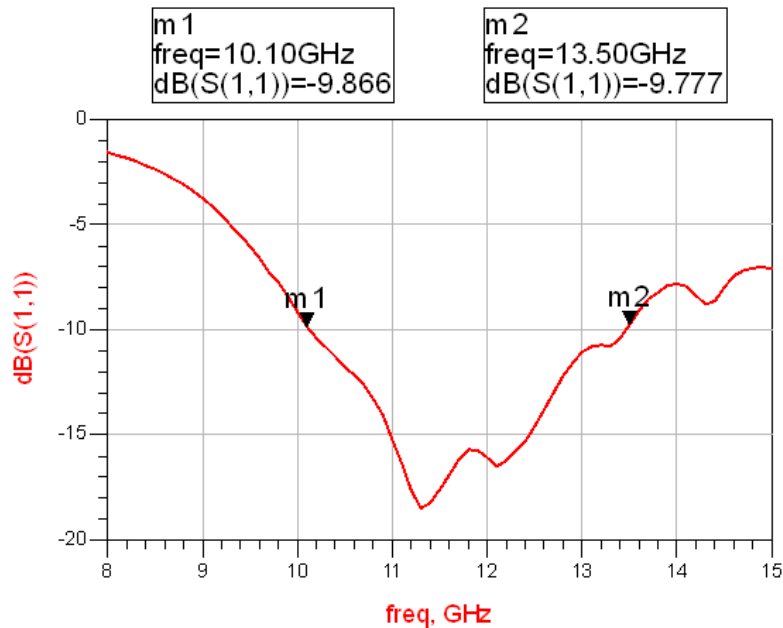


Figure 4.18 – Diviseur de puissance 1 vers 4 proposé.

D’après la courbe de simulation du  $S_{11}$ , nous constatons que la bande d’adaptation reste sensiblement identique à celle d’un diviseur 1 vers 2 (donné Figure 4.15). Après avoir validé l’adaptation du diviseur de puissance 1 vers 4, nous allons retenir ce modèle pour la suite de la conception du réseau d’antennes. Il va alors constituer une cellule de division de puissance dans la conception du reste du réseau. La première étape consiste à vérifier les performances de ce diviseur dans un réseau de 4×4 antennes.

## 4.5 Réseau de 4×4 antennes

Dans la section précédente (4.4), nous avons étudié un diviseur de puissance 1 vers 2 puis 1 vers 4. Ce dernier présente des performances intéressantes d’un point de vue simulation. Afin de valider son utilisation dans un contexte réel (avec des sources rayonnantes), nous proposons la conception d’un réseau de 4×4 antennes. La validation de cette étape est cruciale puisque ce sous-réseau est une brique de base du réseau complet.

### 4.5.1 Simulation

La couche de distribution d’un réseau de 16 antennes est donnée Figure 4.19.

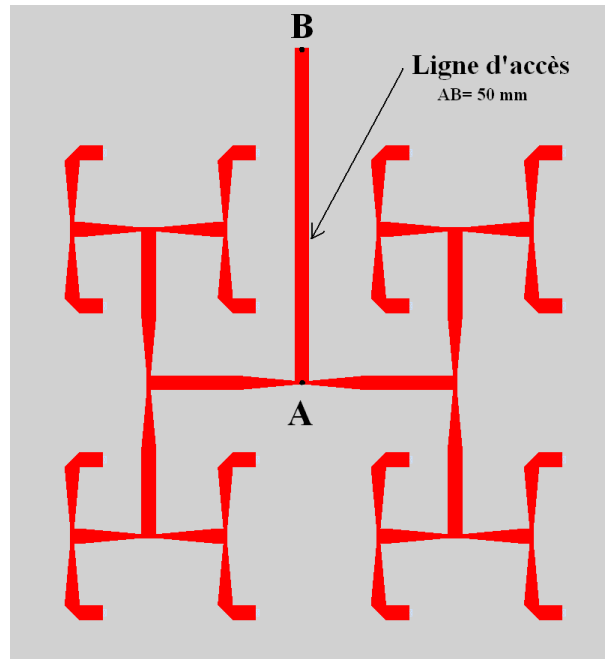


Figure 4.19 – Couche d'alimentation du réseau 4×4.

Comme nous pouvons le constater, le sous-réseau 2×2 est dupliqué 4 fois. L'accès à ces sous-réseaux s'effectue par le biais du même principe de distribution (des lignes tapérisées et des arborescences parallèles). Le coefficient de réflexion en simulation de ce réseau est alors donné Figure 4.20.

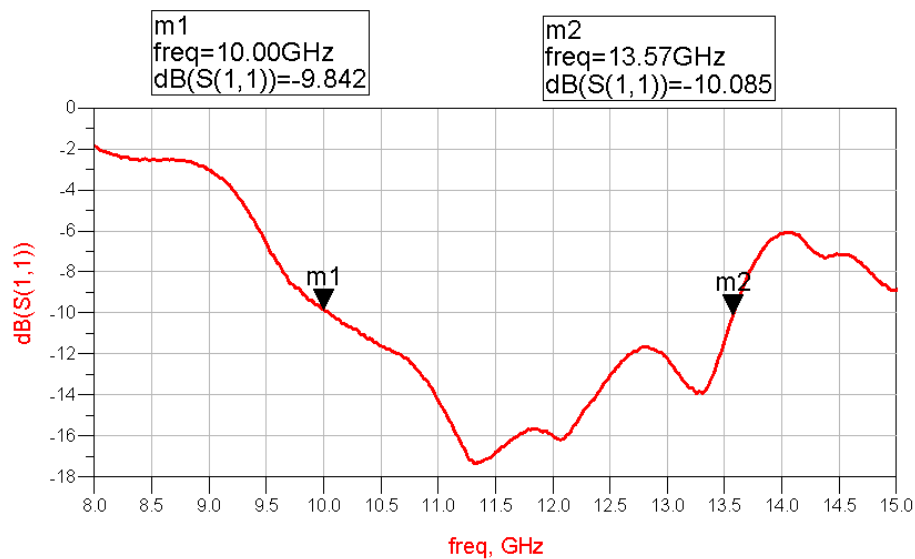


Figure 4.20 – Coefficient de réflexion simulé du réseau 4×4.

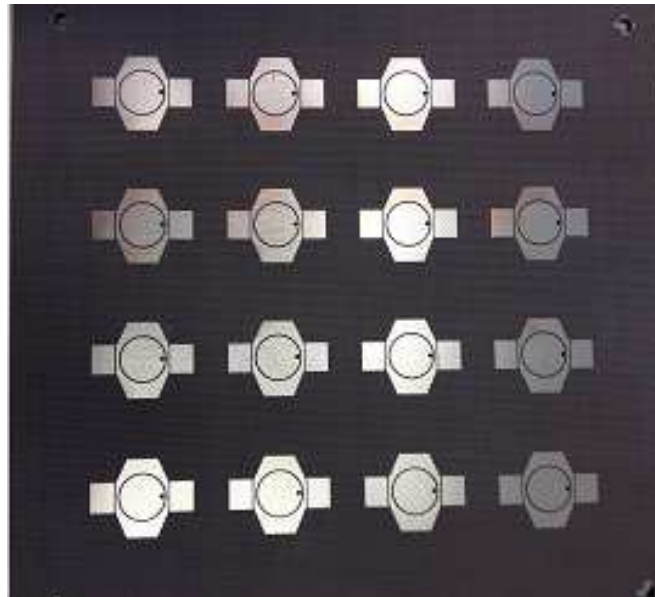
Comme escompté, nous observons une large bande passante (10-13.5 GHz) pour une adaptation à -10 dB. Notons ici que les charges au niveau des sorties de l'arbre sont assurées par le profil d'impédance de l'entrée de l'antenne unitaire. Cette approximation raisonnable en première approche s'avère à terme plus discutable dès lors que la formation du rayonnement est prise en compte. Ce point

#### 4.5 Réseau de 4×4 antennes

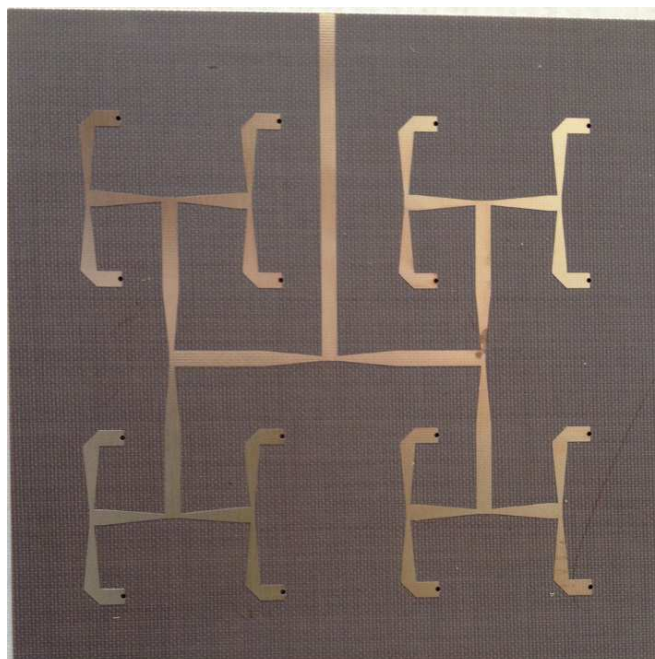
sera discuté ultérieurement. À ce niveau de l'étude, nous avons estimé qu'il était nécessaire d'avoir un premier prototype physique afin de vérifier si l'approche retenue est fiable.

##### 4.5.2 Prototype du réseau 4×4 éléments

Nous avons réalisé un prototype du réseau de 16 antennes proposé en simulation et dont les dimensions totales est de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$ . Une photo de ce dernier est donnée Figure 4.21 au niveau de la couche antenne (a) et du réseau de distribution (b).



(a) Couche d'antennes



(b) Couche du réseau d'excitation

Figure 4.21 – Prototype du réseau 4×4.



## 4.5 Réseau de 4×4 antennes

Pour ce prototype, nous nous sommes appuyés sur les moyens technologiques du laboratoire (process photolithographique 2 couches). La réalisation a donc nécessité deux substrats indépendants. L'alignement est assuré par les vias de connexion (fils métalliques de diamètres 0.6 mm). L'assemblage du multicouche est quant à lui réalisé par 9 vis Téflon. Les deux plans de masse sont alors mécaniquement connectés. Cet aspect d'assemblage n'est pas optimal car si le contact électrique n'est pas correct, il existe un risque de couplage du mode  $TEM$  entre les deux plans métalliques, ce qui peut augmenter significativement les pertes dans le réseau de distribution.

### 4.5.3 Mesure et analyse du réseau d'un point de vue impédance d'entrée

Nous allons présenter, dans ce paragraphe, les résultats de mesure du coefficient de réflexion du prototype réalisé. Les résultats observés ne sont pas en accord avec la simulation. Une analyse sur l'origine de cet écart est alors menée. Après avoir identifié l'origine probable, une amélioration de la bande passante et la solution adaptée sera proposée.

#### Coefficient de réflexion mesuré

Le coefficient de réflexion de réseau prototype 4×4 a été mesuré à l'aide d'un VNA Rhodes et Swartz ZVA24 calibré dans le plan de sortie du connecteur par une méthode SOLT manuelle. Le résultat de cette mesure est donné Figure 4.22.

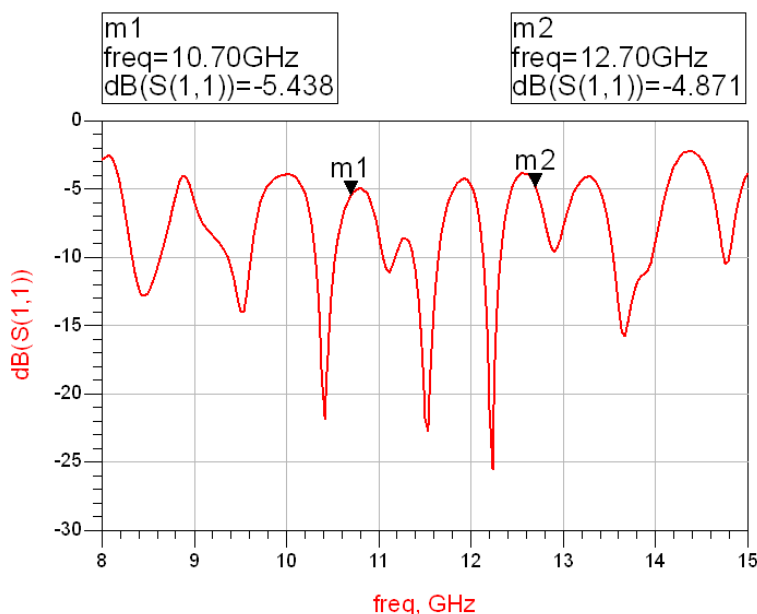


Figure 4.22 – Coefficient de réflexion mesuré du réseau 4×4.

Nous observons, ici, une dégradation notable du coefficient de réflexion comparativement à la simulation qui tenait compte de l'impédance d'entrée mesurée de l'antenne.

Avant de proposer une manière de corriger ce problème d'adaptation, nous nous sommes intéressés à son origine. Plusieurs hypothèses peuvent alors être formulées. Nous pouvons énoncer, dans un premier temps, un glissement de l'impédance du réseau dû aux couplages inter-antennes. Or, nous avons montré précédemment que ce dernier était modéré et ne peut justifier à lui seul la remontée des pertes d'insertion dans la bande d'intérêt. Nous avons aussi envisagé un problème de réalisation dû au fait que la taille de la surface à graver était plus importante. Une campagne de mesure sous binoculaire micrométrique a alors été engagée. Une erreur dimensionnelle de moins de 1% comparativement au layout généré a été constatée. De nouveau, nous ne pouvons incriminer le process technologique.

La troisième hypothèse que nous avons explorée est que l'impédance d'entrée de chaque antenne est intrinsèquement modifiée lorsque celle-ci est mise en réseau. En effet, lorsque des antennes rayonnent le même signal, il existe dans l'espace de rayonnement des recombinaisons d'ondes constructives et destructives dépendant de l'angle d'observation de ce réseau, de sa géométrie et des propriétés électriques de son excitation (amplitude, phase relative) augmentant ainsi la directivité de ce réseau. D'un point de vue énergétique, la puissance rayonnée (intégrale sur  $4\pi$  stéradian de la densité de puissance par angle solide) va donc dépendre elle aussi de ces paramètres. L'impédance d'entrée de chaque antenne qui est le rapport entre cette puissance sur le courant au carré est donc lui aussi dépendant de ces paramètres.

Cela se traduit au niveau de l'impédance d'entrée du réseau par une variation de sa partie réelle. Afin de mettre en évidence ce phénomène et d'en quantifier l'ampleur, une étude simple, qui consiste à simuler l'impédance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire montée en réseau lorsqu'elle est seule contributrice au rayonnement ou pas, est en cours et semble confirmer cette hypothèse.

#### 4.5.4 Adaptation du réseau $4 \times 4$

Comme nous venons de le mentionner, afin d'améliorer l'efficacité de rayonnement, nous devons diminuer le coefficient de réflexion sur la bande de fréquence d'intérêt.

Le réseau de distribution que nous avons conçu a été optimisé suivant deux critères :

## 4.5 Réseau de $4 \times 4$ antennes

- Assurer l'adaptation d'impédance large bande lorsque les ports de sortie sont chargés par l'impédance équivalente de l'antenne élémentaire retenue.
- Assurer une distribution homogène en amplitude et en phase à chaque antenne du réseau.

Malheureusement, comme nous venons de le montrer au paragraphe précédent, la mise en réseau, même lorsque le couplage intersource est faible, induit une variation de l'impédance d'entrée de chaque sous antenne. Deux axes permettant de contrecarrer ce phénomène se dégagent donc :

- Adapter la nouvelle impédance d'entrée au niveau de chaque source du réseau.
- Adapter le réseau de manière globale.

La première solution est complexe à mettre en œuvre dans la mesure où l'espace alloué est restreint. De plus, elle devra être réalisée pour chacune des antennes ce qui pourrait induire des pertes plus importantes dans le réseau de distribution.

Par conséquent, nous optons pour la deuxième solution. L'adaptation du réseau sera donc réalisée au niveau de son accès. L'espace disponible est alors plus important et une structure d'adaptation distribuée (à base de stubs) est donc envisagée. Au vu de la bande de fréquence à couvrir et de l'espace disponible, nous choisissons une adaptation double stubs, ce qui devrait nous laisser suffisamment de degré de liberté. Le problème est alors de disposer de l'impédance d'entrée large bande du réseau au niveau du connecteur de l'entrée du premier diviseur. Une simulation électromagnétique est difficilement envisageable car le coût de calcul associé est prohibitif. Nous proposons alors de mesurer l'impédance d'entrée du réseau au niveau du connecteur d'accès et d'effectuer un déembedding de cette impédance le long de la ligne d'accès  $50\Omega$  du réseau. Cette dernière étape est réalisée sous ADS par l'utilisation d'une ligne de longueur négative (ligne TL1 Figure 4.23). La longueur de déembedding est choisie de telle manière à avoir l'image de l'impédance d'entrée du réseau au point **A**, soit la longueur du segment **AB** (Figure 4.25). L'élément SNP1 (Figure 4.23) correspond au profil d'impédance complexe en fonction de la fréquence mesuré au point **B**.

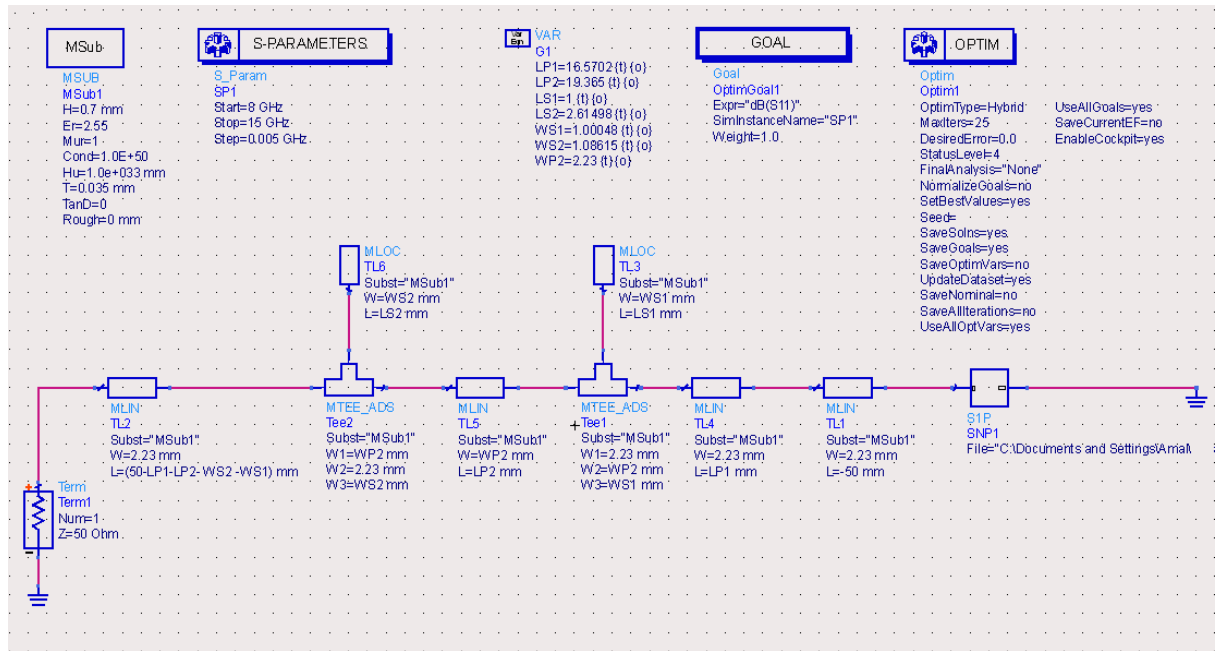


Figure 4.23 – Schéma d’adaptation double stub du réseau 4×4.

Nous retrouvons alors à l’issue de la ligne de longueur négative (-50 mm), la structure d’adaptation d’impédance à double stubs. Les paramètres d’optimisation large bande sont alors la géométrie des deux stubs (longueurs et largeurs) ainsi que leur position sur la ligne. Seule l’impédance caractéristique de la ligne série est imposée à 50Ω.

Le résultat de l’optimisation basé sur l’algorithme hybride du bloc d’ADS est donné Figure 4.24. Le critère des -10 dB est ainsi atteint sur toute la bande d’intérêt voire au delà [10.69 GHz ; 13.29 GHz]. Le layout du circuit obtenu est donné Figure 4.25

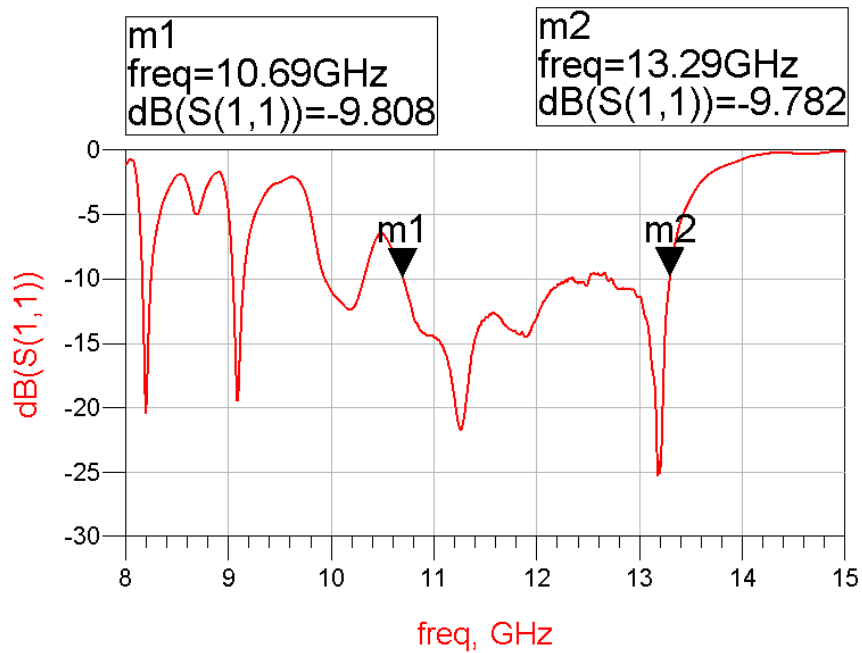


Figure 4.24 – Coefficient de réflexion du réseau 4×4 double stubs.

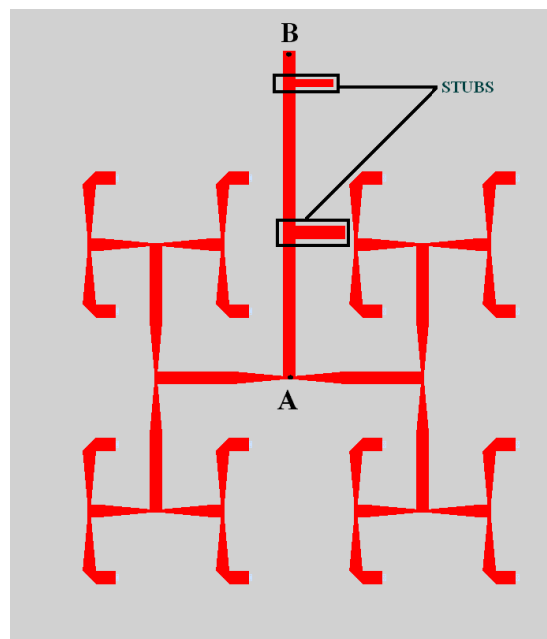


Figure 4.25 – Layout du réseau 4×4 avec adaptation double stubs.

### Mesure du coefficient du réflexion après adaptation

La simulation a permis de montrer que l'adaptation de ce réseau est possible. Nous avons donc reporté sur le layout initial aux positions déterminées les deux stubs. Ces derniers sont réalisés à partir d'un ruban de cuivre dont la face inférieure est recouverte de colle conductrice. La mesure est réalisée avec l'analyseur de réseau "Agilent technologies E8364B". Le résultat est donné Figure 4.26.

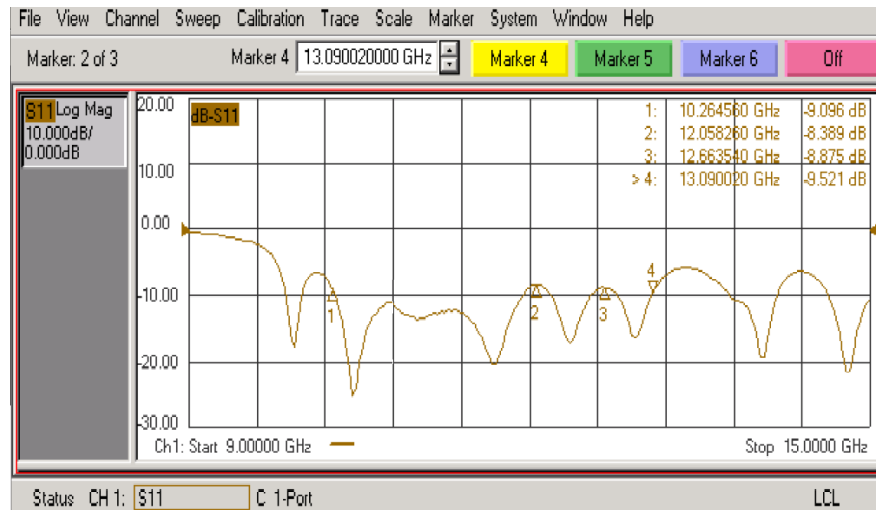


Figure 4.26 – Photo du coefficient de réflexion du réseau 4×4 après adaptation.

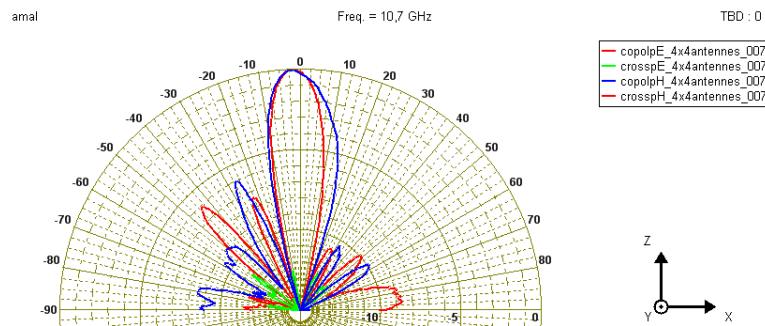
Nous constatons que la bande passante est globalement maîtrisée de [10.26-13.09 GHz]. Seules deux remontées au delà des -10 dB sont constatées à 12.05 et 12.68 GHz. Toutefois, ces remontées n'excèdent pas -8 dB. L'amélioration du coefficient de réflexion est cependant jugé suffisant au vue des approximations mécaniques de réalisation. Nous pouvons par conséquent nous intéresser, en l'état, à son comportement en rayonnement.

#### 4.5.5 Mesures du rayonnement

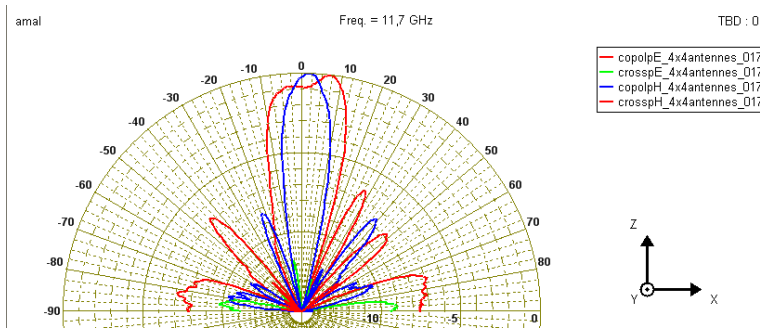
Le réseau conçu présente des performances d'un point de vue circuit tout à fait compatible avec l'application visée. La bande passante couvre la bande d'intérêt à un niveau globalement inférieur à -10 dB. La maîtrise du gain est un point crucial de l'étude. Aussi, ce réseau a été mesuré en rayonnement dans la chambre anéchoïque du laboratoire.

Les résultats obtenus en polarisation principale et en polarisation croisée dans les deux plans caractéristiques du réseau sont donnés, en gain normalisé, Figure 4.27 pour trois fréquences de fonctionnement (10.7, 11.7 et 12.7 GHz).

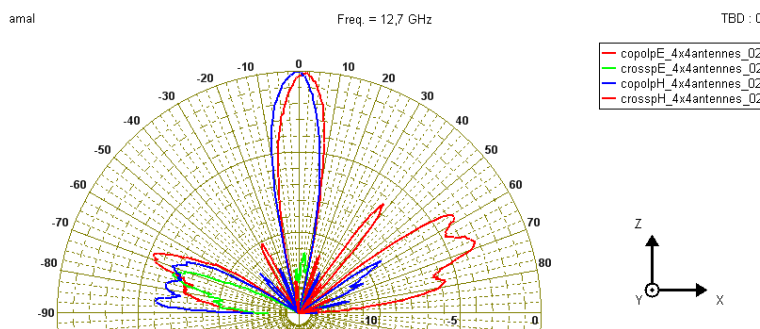
## 4.5 Réseau de 4×4 antennes



(a) Rayonnement du réseau 4×4 à 10,7 GHz



(b) Rayonnement du réseau 4×4 à 11,7 GHz



(c) Rayonnement du réseau 4×4 à 12,7 GHz

Figure 4.27 – Diagrammes de rayonnement normalisés du réseau 4×4.

L'augmentation de la directivité et la diminution de l'angle d'ouverture sont bien visible sur ces résultats. Quant à la directivité de ce réseau, une estimation de sa valeur par une intégration volumique (hypothèse de diagramme de rayonnement à symétrie de révolution) est de l'ordre de 14 dBi pour la fréquence 10.7 GHz, 12 dBi pour 11.7 GHz et 10 dBi pour 12.7 GHz. L'angle d'ouverture, quant à lui, est de l'ordre de 15° pour la fréquence basse 10.7 GHz, 21° pour la fréquence entraine 11.7 GHz et 13° pour la fréquence haute 12.7 GHz.

En ce qui concerne la polarisation croisée de ce réseau, nous constatons qu'elle est globalement faible et reste inférieure à -10 dB du lobe principal pour toutes les fréquences.

D'un point de vue des lobes secondaires, ils présentent des niveaux plus élevés que prévus. Nous n'avons pas pu, à l'heure actuelle, justifier ce résultat dans la mesure où le réseau d'alimentation est blindé par le plan de masse. Cependant,

l'amélioration de la directivité de plus de 8 dBi, nous a incité à poursuivre la mise en réseau de cette antenne.

## 4.6 Réseau de $8 \times 8$ antennes

Une étape importante dans l'élaboration du réseau final est la validation préalable d'un réseau d'antennes comportant un nombre important de sources. Aussi, dans cette section, nous allons faire l'étude d'un réseau symétrique de 64 antennes.

La démarche retenue est la même que celle présentée précédemment sur le sous-réseau  $4 \times 4$ . Nous commençons donc par dimensionner le réseau de distribution sous ADS

### 4.6.1 Simulation

La couche de distribution d'un réseau de  $8 \times 8$  antennes est donnée Figure 4.28. Pour celle-ci, nous retrouvons l'arbre de distribution du sous-réseau  $4 \times 4$ , précédemment étudié, dupliqué 4 fois (2 suivant le Plan E et 2 suivant le Plan H). Notons ici que nous n'avons pas conservé l'adaptation d'impédance du sous-réseau  $4 \times 4$  pour deux raisons majeures :

- Conserver la symétrie dans la distribution.
- Prendre en compte que l'impédance d'entrée de chaque antenne évoluera différemment de par la composition du réseau (64 contre 16 éléments).

L'adaptation d'impédance sera ainsi réalisée ultérieurement de manière globale. Aussi, le résultat de simulation du coefficient de réflexion de ce réseau pour lequel chaque port de sortie est fermé sur l'impédance de l'antenne élémentaire est donné Figure 4.29.



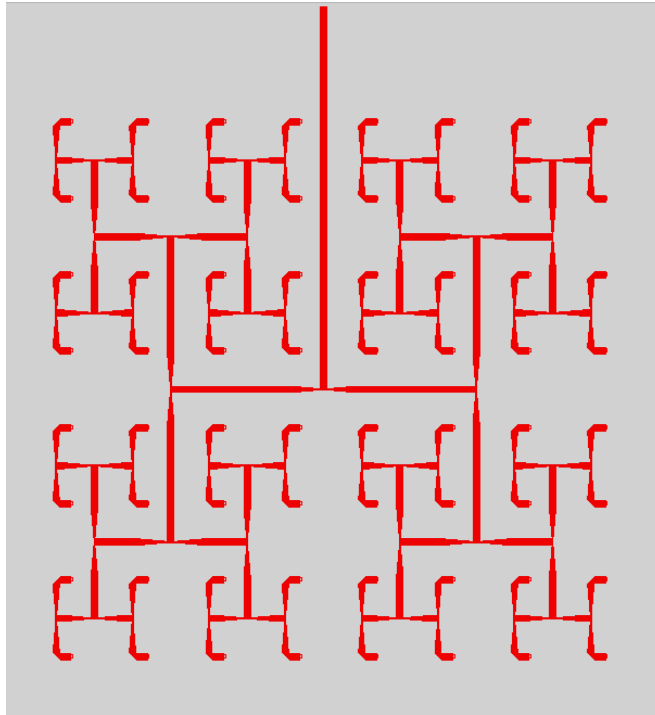


Figure 4.28 – Couche d'alimentation du réseau  $8 \times 8$ .

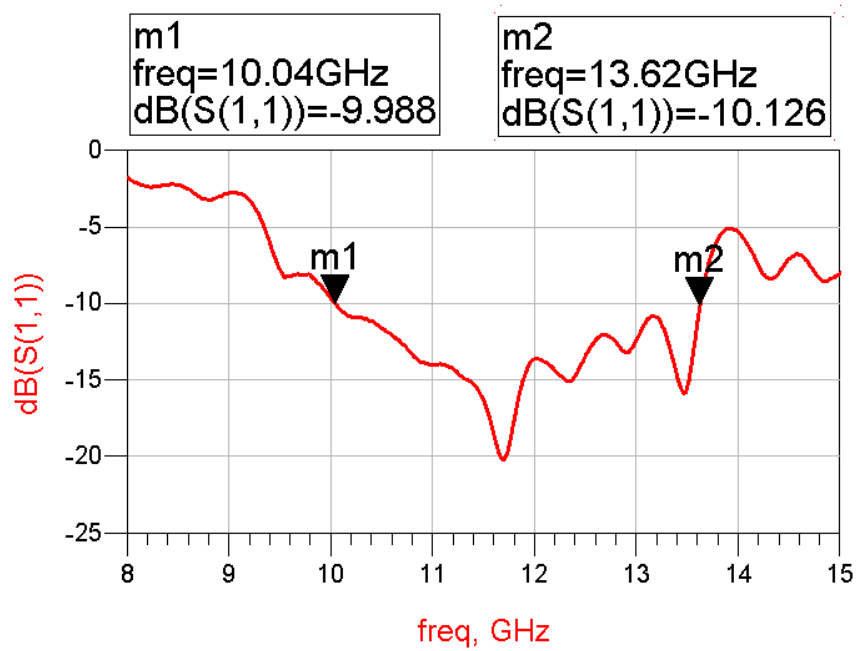


Figure 4.29 – Coefficient de réflexion simulé du réseau  $8 \times 8$ .

D'après la simulation, une réflexion inférieure à -10 dB est observée dans la bande de fréquence allant de 10.04 GHz à 13.62 GHz. Cette dernière permet donc de valider la conception du réseau d'alimentation  $8 \times 8$  éléments.

#### 4.6.2 Prototype du réseau à $8 \times 8$ éléments

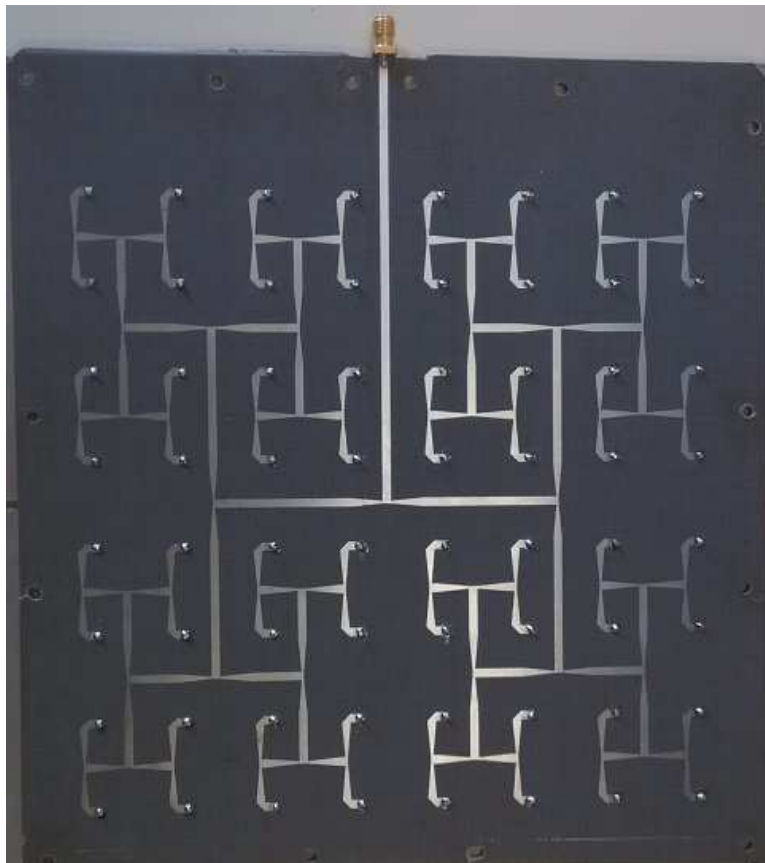
Nous avons réalisé le réseau de  $8 \times 8$  antennes de dimensions  $20 \times 20$  cm<sup>2</sup> et une photo du prototype est donnée Figure 4.30. Le réseau de distribution est ainsi réalisé sur un substrat double face en utilisant le process de photolithographique du laboratoire. Afin de conserver une bonne résolution au niveau de la réalisation des antennes, la couche d'antennes est réalisée en 4 morceaux. Chaque partie est alors un sous-réseau  $4 \times 4$ . L'alignement est assuré par les 64 vias traversants qui connectent la couche antennes au réseau de distribution. Plusieurs vis téflon assurent finalement l'assemblage mécanique du multicouche (distribution, antennes, superstrats).

Ce prototype, réalisé et assemblé, peut alors être mesuré d'un point de vue circuit et rayonnement.

4.6 Réseau de  $8 \times 8$  antennes



(a) Couche d'antennes



(b) Couche du réseau d'excitation

Figure 4.30 – Prototype du réseau  $8 \times 8$ .

### 4.6.3 Mesure du coefficient de réflexion

Le résultat de mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de ce réseau est donné Figure 4.31.

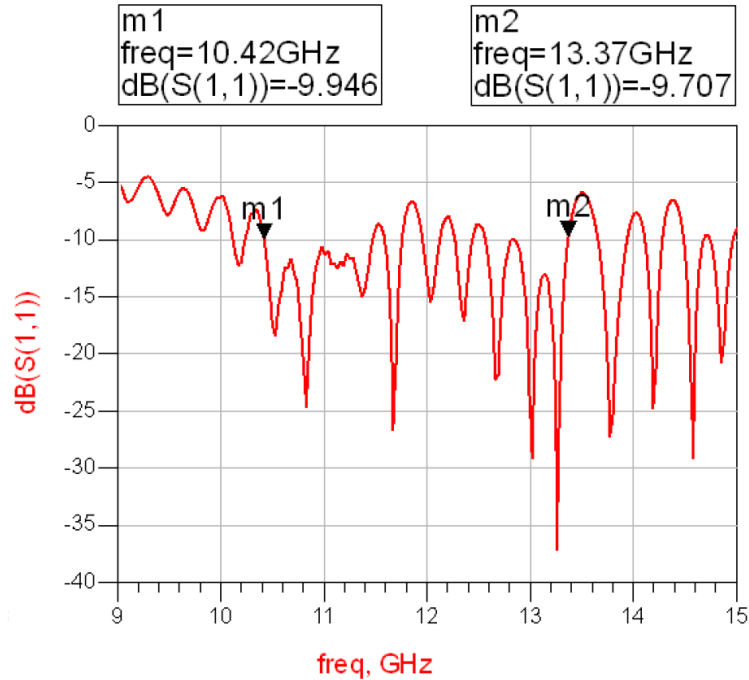


Figure 4.31 – Coefficient de réflexion mesuré du réseau 8×8.

Malgré la différence par rapport à la simulation, nous observons un coefficient de réflexion inférieur à -7 dB dans la bande de 10.42-13.37 GHz. Même si l'adaptation ne répond pas au critère des -10 dB sur toute la bande de fréquence, nous avons considéré qu'il était acceptable à ce niveau de l'étude. De notre point de vue, le dimensionnement d'un réseau d'adaptation d'impédance ne se justifie donc pas. Nous pouvons donc procéder à l'évaluation des performances en rayonnement de ce réseau.

### 4.6.4 Mesures du rayonnement

Nous avons mesuré le rayonnement du réseau 8×8 antennes dans la chambre anéchoïque.

## 4.6 Réseau de $8 \times 8$ antennes

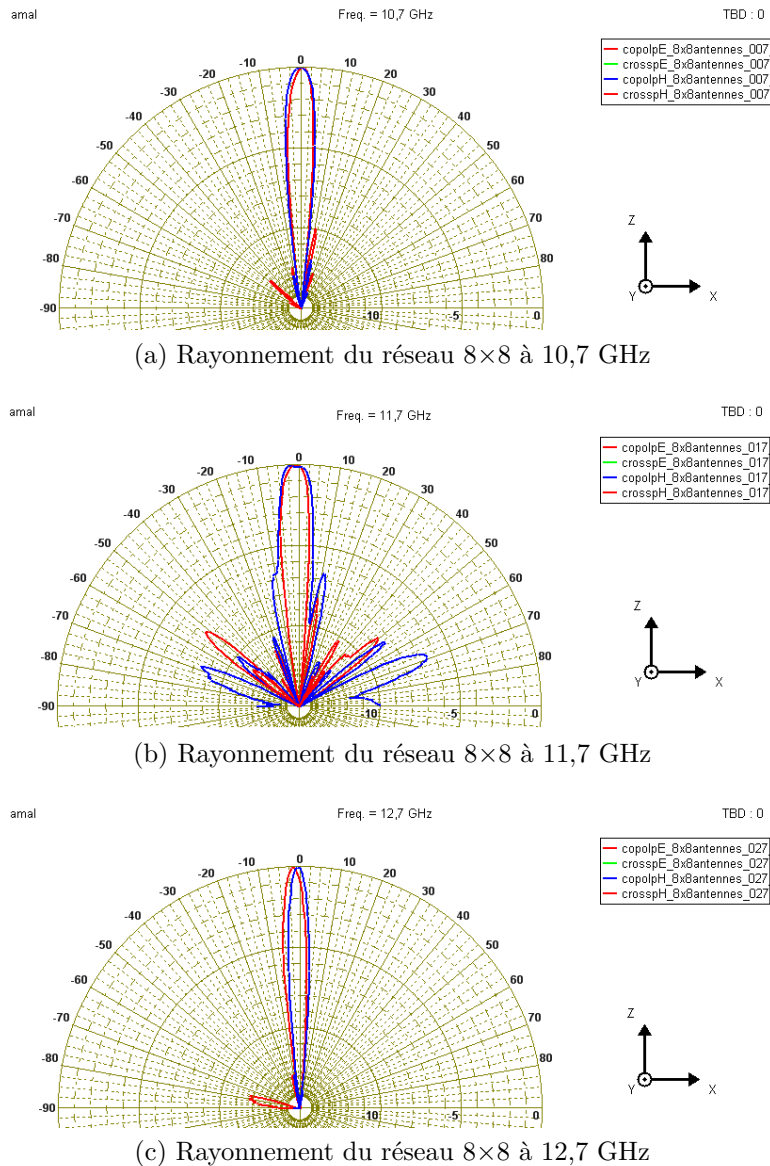


Figure 4.32 – Diagrammes de rayonnement normalisés du réseau  $8 \times 8$ .

Nous pouvons constater que le niveau des lobes secondaires, s'ils existent, a fortement baissé puisque nous observons une différence de niveau, en faveur du lobe principal, inférieure à -10 dB pour les fréquences 10.7 et 12.7 GHz. Par contre, les lobes secondaires observés à la fréquence centrale de 11.7 GHz sont à -8 dB au-dessous du lobe principal. De plus, avec une dynamique de 15 dB, la polarisation croisée ne peut pas être observée, elle est donc très faible comparée à la polarisation principale.

La directivité de ce réseau est de l'ordre de 20 dBi calculée au moyen d'une intégration volumique. Concernant l'angle d'ouverture, sa valeur varie entre  $6^\circ$  et  $7^\circ$  selon la fréquence.

Les bons résultats obtenus avec cette configuration, nous permettent de valider cette étape et de proposer la conception d'un réseau de 256 éléments

## 4.7 Réseau de $16 \times 16$ antennes

Nous avons montré au début de cette étude qu'un minimum de 256 antennes était nécessaire pour assurer un gain proche de 30 dBi. Dans cette section, nous allons mettre en place la structure du réseau final contenant ces 256 antennes.

### 4.7.1 Simulation

La couche de distribution d'un réseau de  $16 \times 16$  antennes est donnée Figure 4.33.

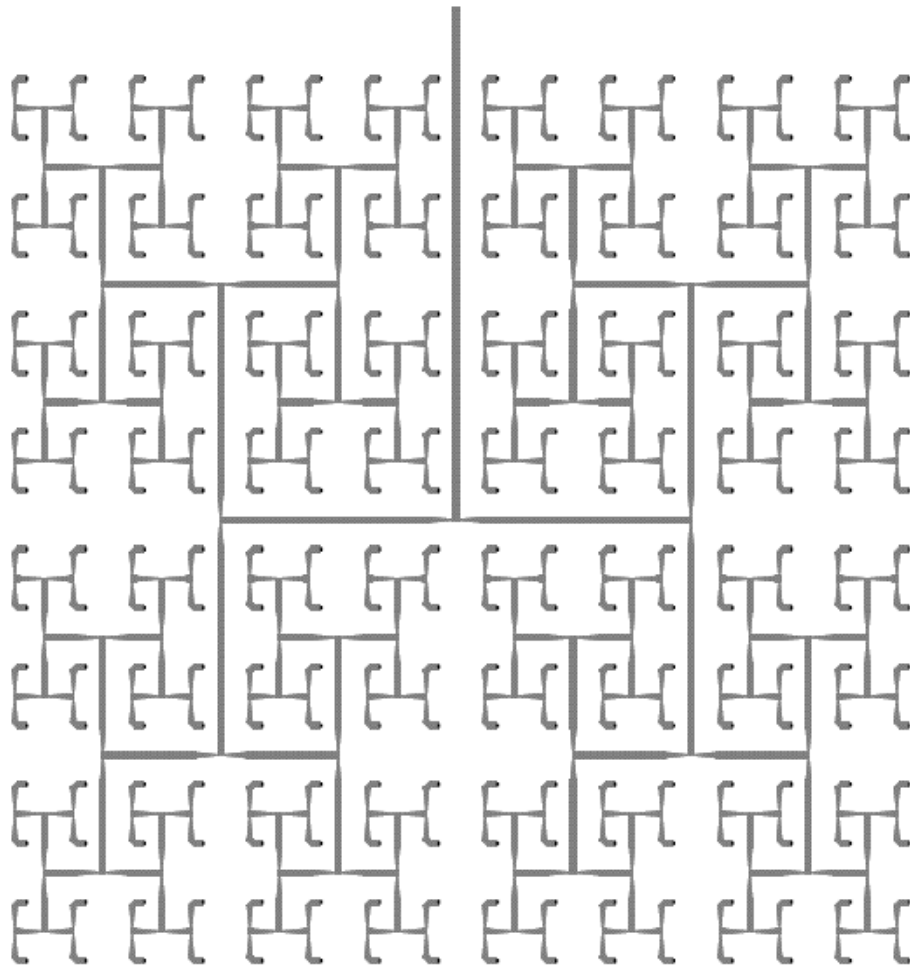
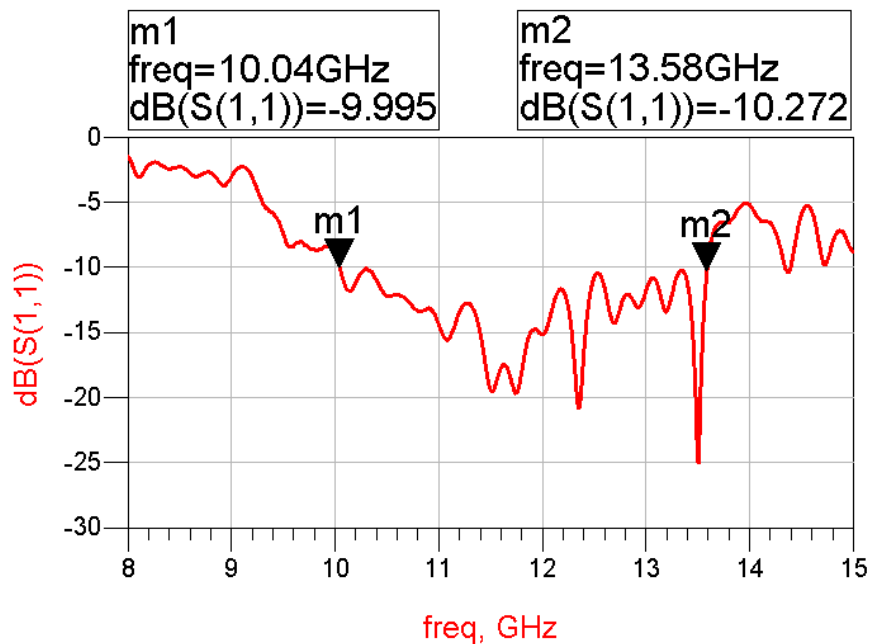


Figure 4.33 – Couche d'alimentation du réseau  $16 \times 16$ .

De la même manière, ce réseau  $16 \times 16$  éléments résultent de la duplication à 4 reprises du réseau  $8 \times 8$  validé précédemment. Ces 4 sous-réseaux sont alors connectés ensemble par le biais d'un diviseur de puissance 1 vers 4 large bande. De nouveau, les performances de ce réseau de distribution sont évaluées en imposant comme charge aux ports de sortie l'impédance d'entrée de l'antenne élémentaire.

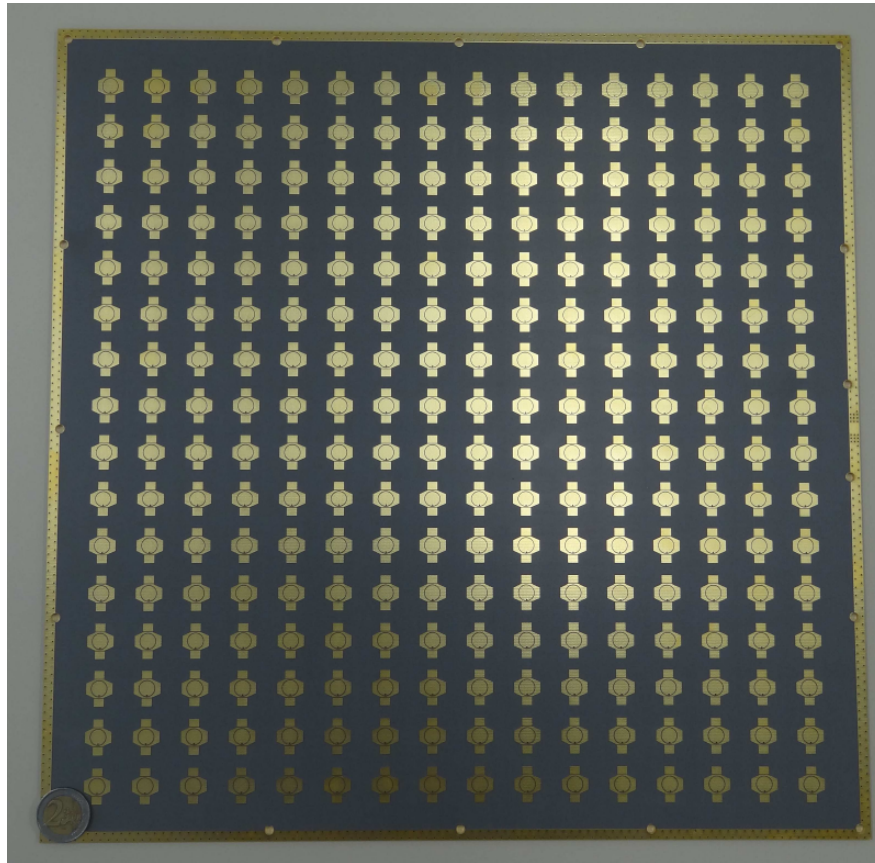
Le coefficient de réflexion en simulation de ce réseau est donné Figure 4.34.

Figure 4.34 – Coefficient de réflexion simulé du réseau  $16 \times 16$ .

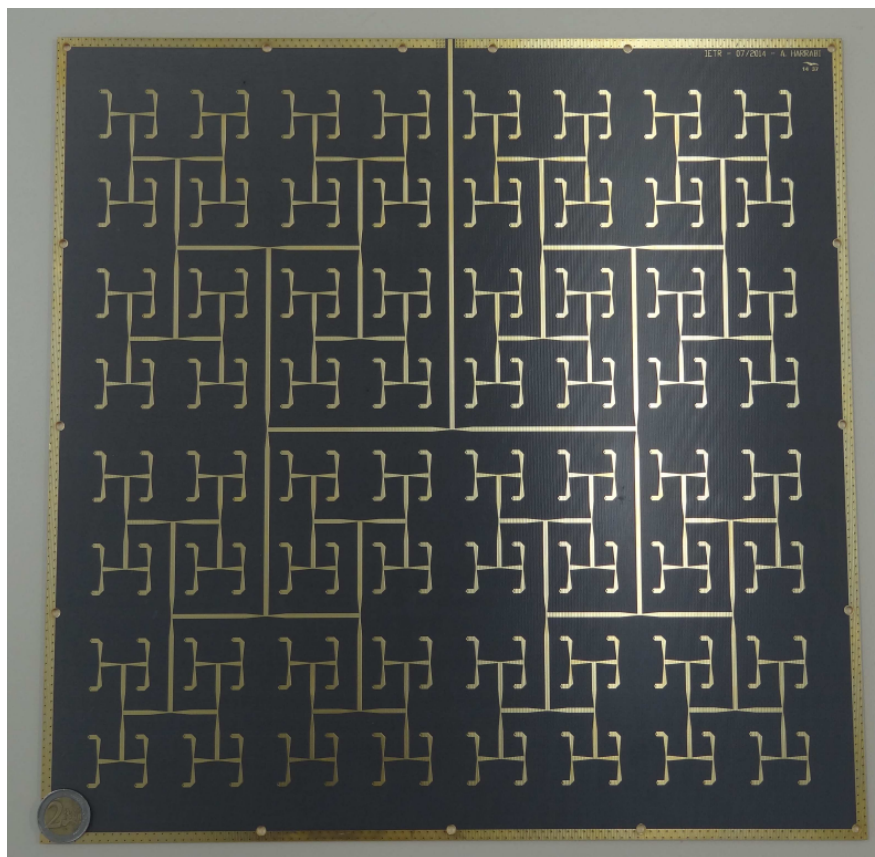
La simulation montre que l'adaptation du réseau est assurée à -10 dB dans la bande 10.04-13.58 GHz. De nouveau, les performances simulées sont encourageantes. Afin de valider ce comportement d'un point de vue circuit et vérifier les performances en rayonnement, ce réseau a été réalisé et mesuré. Les résultats obtenus font l'objet du paragraphe suivant.

#### 4.7.2 Prototype du réseau à $16 \times 16$ éléments

Nous avons réalisé le réseau de 256 antennes aux dimensions  $40 \times 40$  cm<sup>2</sup> et sa photo est donnée Figure 4.35. La taille du réseau ainsi que la complexité de réalisation (256 vias de connexion) ne permettent pas d'envisager une réalisation avec les moyens de notre laboratoire. Nous avons donc fait appel à la société "ATLAN'TECH" pour le réaliser.



(a) Couche d'antennes



(b) Couche du réseau d'excitation

Figure 4.35 – Prototype du réseau 16×16.



### 4.7.3 Mesure du coefficient de réflexion et adaptation

Le résultat de mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de ce réseau est donné Figure 4.36.

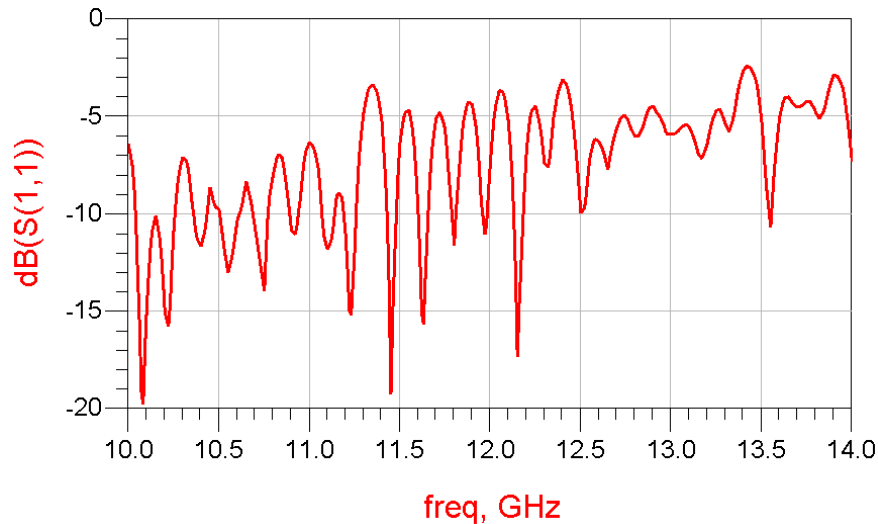


Figure 4.36 – Coefficient de réflexion mesuré du réseau 16×16.

D'après la Figure 4.36, nous observons une adaptation à -7 dB sur une portion de la bande désirée entre 10 GHz et 11.3 GHz. Par contre, nous observons une désadaptation importante en bande de fréquences hautes (entre 11.3 et 12.7 GHz, principalement). L'explication de cette désadaptation est peut être attribuée aux incertitudes au niveau des propriétés du substrat utilisé par la société sous-traitante puisque la constante diélectrique de ce substrat n'a pas été mesurée au laboratoire.

Afin de mieux contrôler la bande passante de ce réseau, nous proposons d'appliquer la même approche que celle employée pour le sous-réseau 4×4 où nous utilisons l'adaptation double stubs.

#### Adaptation avec stubs

L'utilisation d'une structure simple d'adaptation d'impédance telle que la structure double stub peut s'avérer juste en termes de degrés de liberté pour l'optimisation. Ceci étant, elle reste simple dans sa conception et de complexité modérée quant au transfert en ruban cuivre collant sur le réseau.

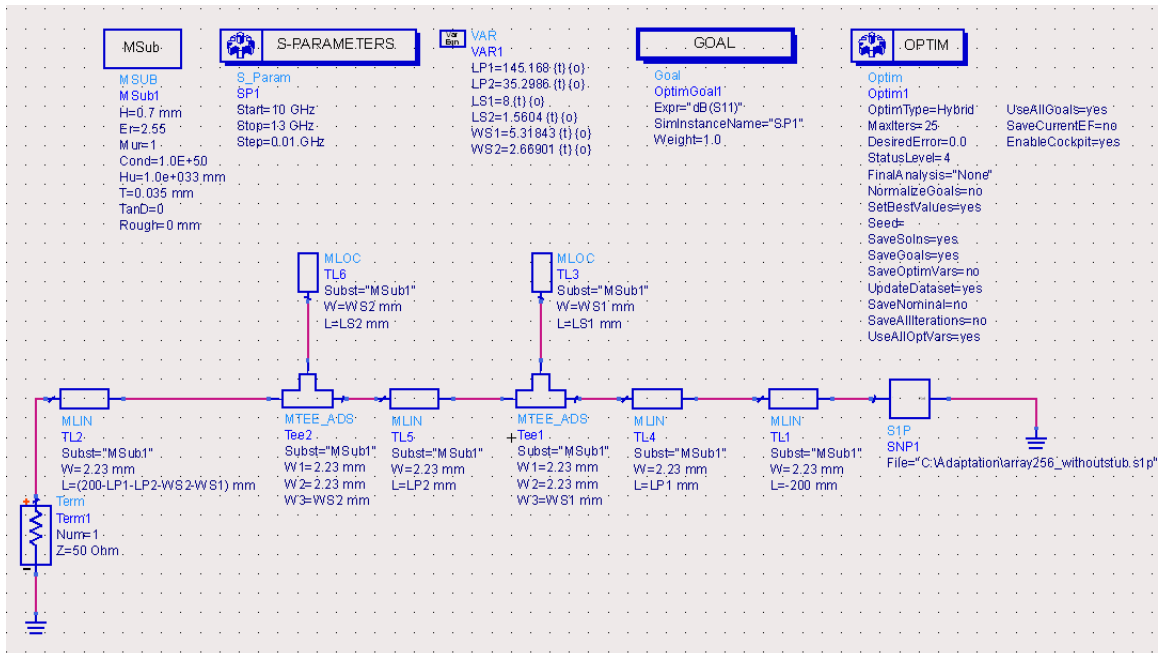


Figure 4.37 – Schéma d'adaptation double stub du réseau 16×16.

Comme le montre Figure 4.37, le fichier de mesure du réseau est inséré par le biais du composant SNP1. Une ligne de longueur négative est utilisée pour rattraper l'impédance d'entrée du réseau au niveau du premier diviseur de puissance. Nous retrouvons ensuite la structure d'adaptation double stub. Nous avons conservé les mêmes degrés de liberté pour l'optimisation sous ADS.

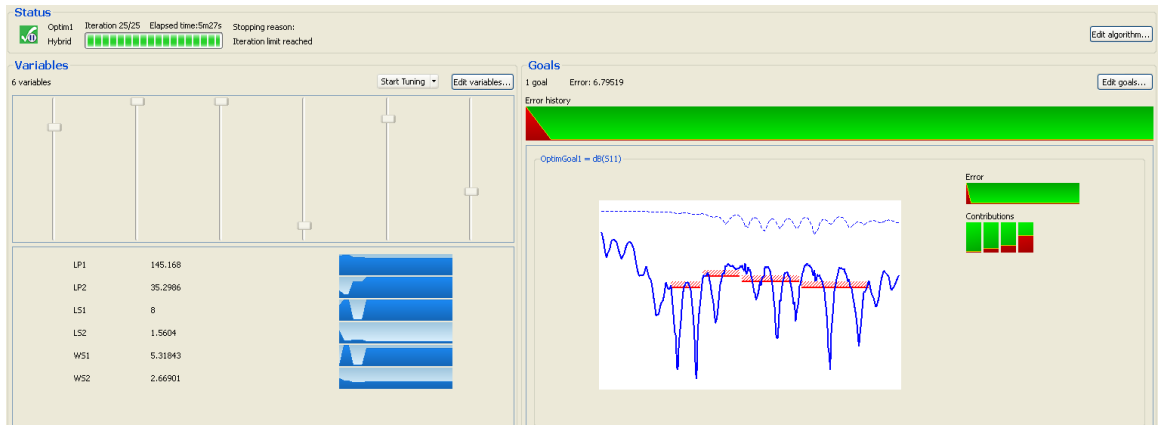


Figure 4.38 – Résultat d'optimisation de l'adaptation à double stub du réseau 16×16.

Dans le but de favoriser la convergence de cette optimisation, plusieurs objectifs ont été définis dans la bande passante. Le choix de ces derniers résulte de la capitalisation d'expérience du comportement de l'algorithme sur la configuration proposée.

Le résultat du coefficient de réflexion  $S_{11}$  est ainsi optimisée Figure 4.39.

#### 4.7 Réseau de 16×16 antennes

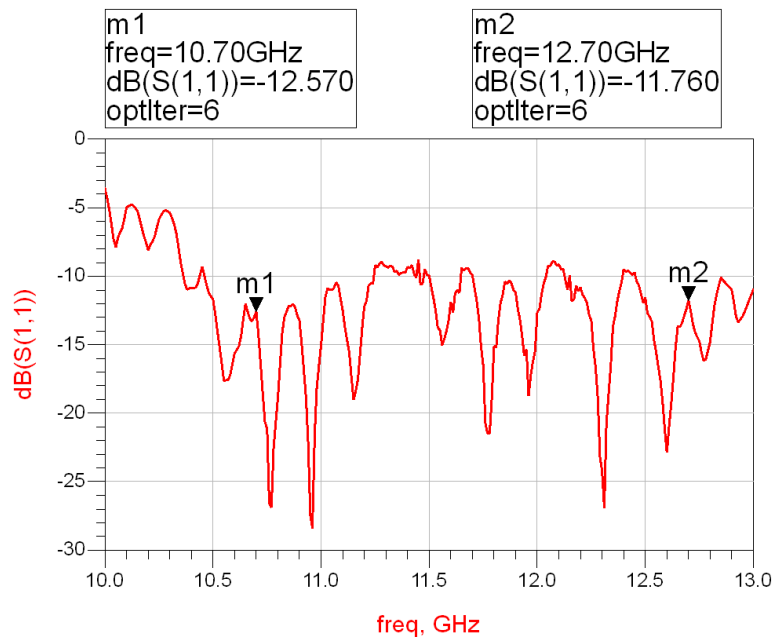


Figure 4.39 – Coefficient de réflexion du réseau 16×16 double stubs.

Après optimisation, nous obtenons une réflexion inférieure à -10 dB dans la bande 10.58 - 12.86 GHz à l'exception de quelques fractions de bande de fréquences. Toutefois, le maximum d'adaptation ne dépasse pas -9 dB sur la bande d'intérêt.

Le layout permettant de nous renseigner sur la position des 2 stubs au niveau de la ligne d'accès est donné Figure 4.40.

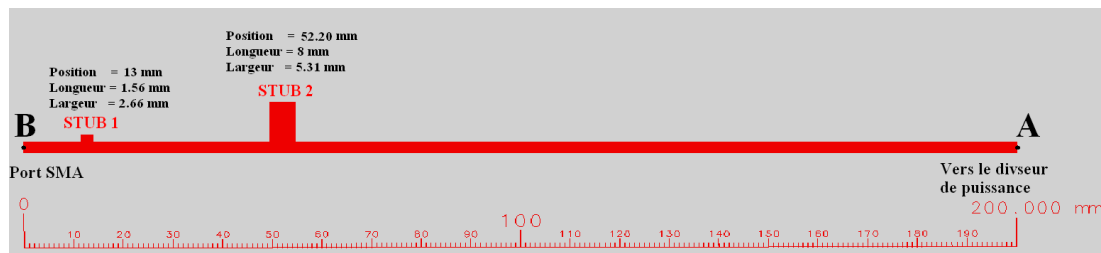


Figure 4.40 – Layout de la ligne d'accès avec les positions des stubs.

Nous avons reporté, à l'aide de morceaux de ruban adhésif en cuivre, la structure d'adaptation à deux stubs. Malgré les précautions et le soin apporté à ce report, nous n'avons pas obtenu le résultat prévu.

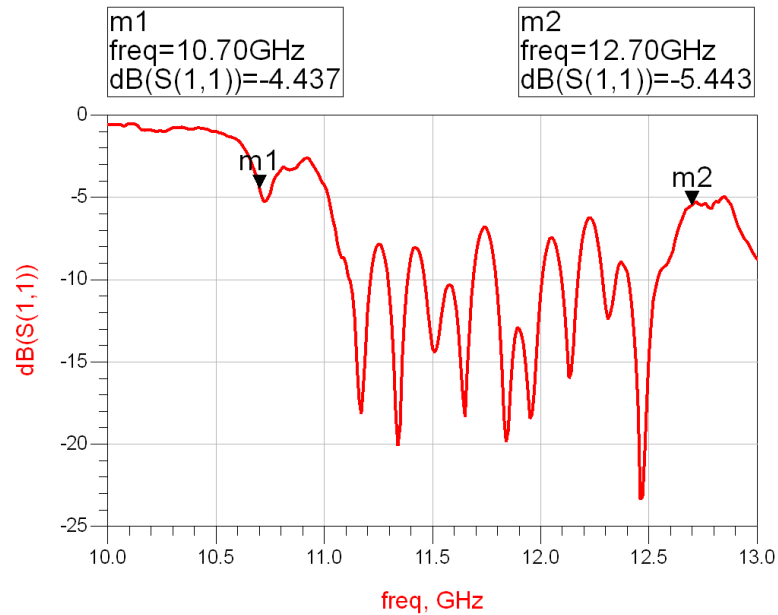


Figure 4.41 – Photo de mesure du coefficient de réflexion du réseau  $16 \times 16$  après adaptation.

Le résultat de mesure du coefficient du réflexion relevé montre qu'après un rajout manuel des stubs cuivrés au niveau de la ligne d'accès du réseau, nous n'obtenons pas l'adaptation à -10 dB souhaitée, probablement, à cause de l'imprécision de découpage des stubs et de leur emplacement sur la ligne.

D'après Figure 4.41, le niveau d'adaptation sur la bande 11.1–12.5 GHz est de l'ordre de -7 dB mais pour la bande de fréquence entre 10.7 et 11.1 GHz, celui-ci atteint des valeurs supérieures à -3 dB.

Les tentatives d'optimisation sur toute la bande 10.7–12.7 GHz ont échoué à fournir un meilleur résultat. Nous avons donc décidé de vérifier si ce réseau d'antennes peut être optimisé sur une portion limitée de la bande (bande haute 11.7 – 12.7 GHz).

Le nouveau schéma ADS pour l'optimisation est donnée Figure 4.42. Afin de proposer plus de degré de liberté, nous avons introduit 2 stubs supplémentaires, soit 4 au total.

## 4.7 Réseau de 16×16 antennes

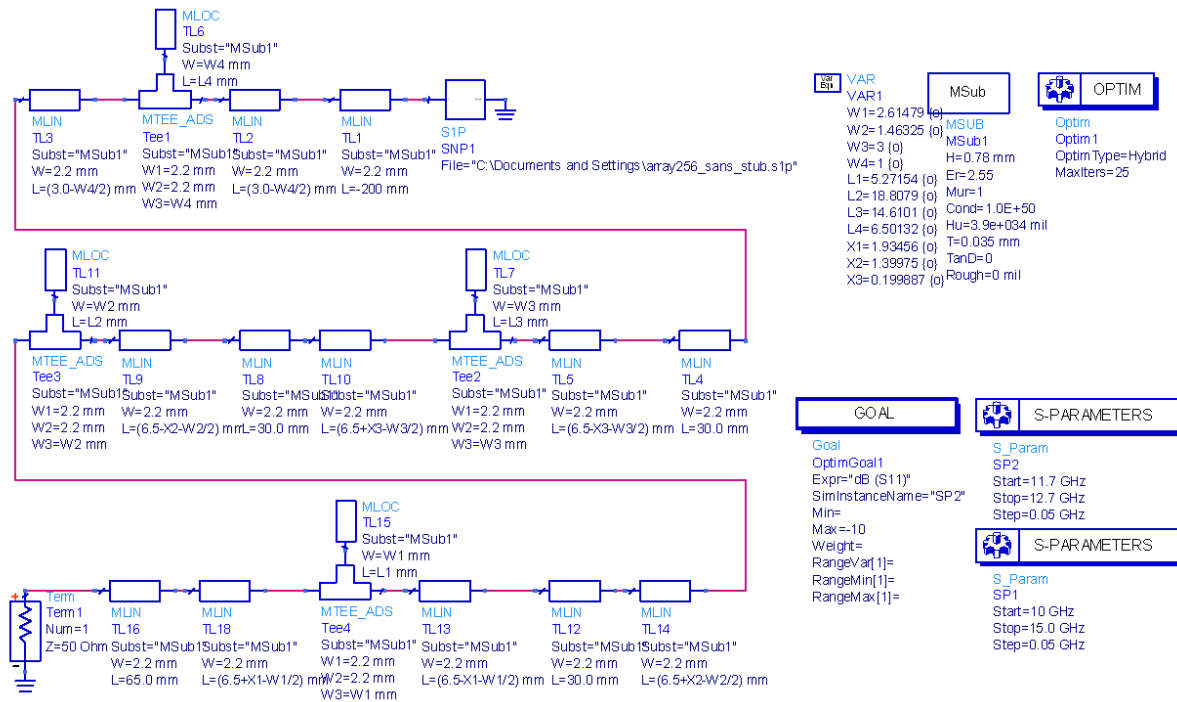


Figure 4.42 – Schéma d’adaptation avec 4 stubs du réseau 16×16.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  obtenu après le processus d’optimisation donne le résultat, Figure 4.43, où nous avons pu, globalement, maîtriser le niveau d’adaptation dans la bande 11.7–12.7 GHz.

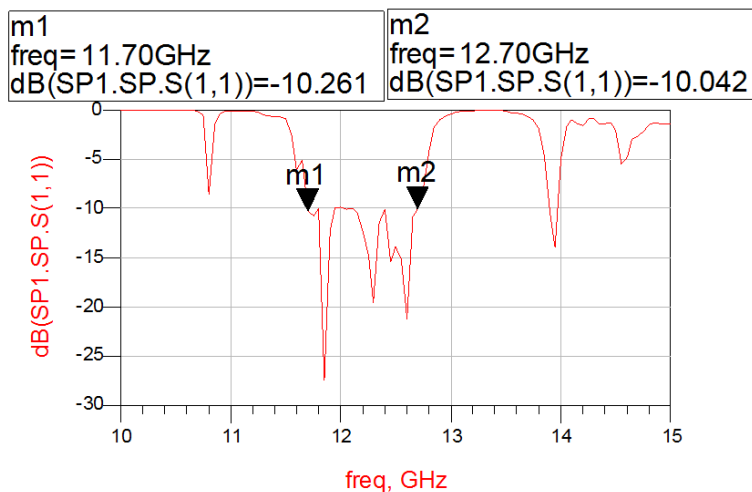


Figure 4.43 – Coefficient de réflexion simulé du réseau 16×16 après adaptation avec 4 stubs.

Le layout représentant la ligne d’accès avec les différentes positions des 4 stubs, commençant par le point **B**, est donné Figure 4.44

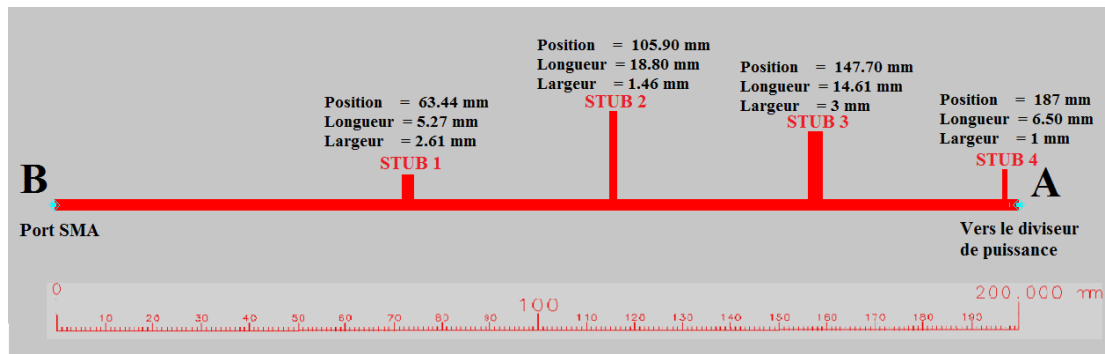


Figure 4.44 – Layout de la ligne d'accès avec les positions des 4 stubs.

Les stubs aux dimensions renseignés Figure 4.44 ont été découpés puis collés sur la ligne d'accès du réseau. Nous mesurons alors, à nouveau, le coefficient de réflexion du réseau avec l'analyseur de réseau. Nous obtenons alors le résultat donné Figure 4.45 :

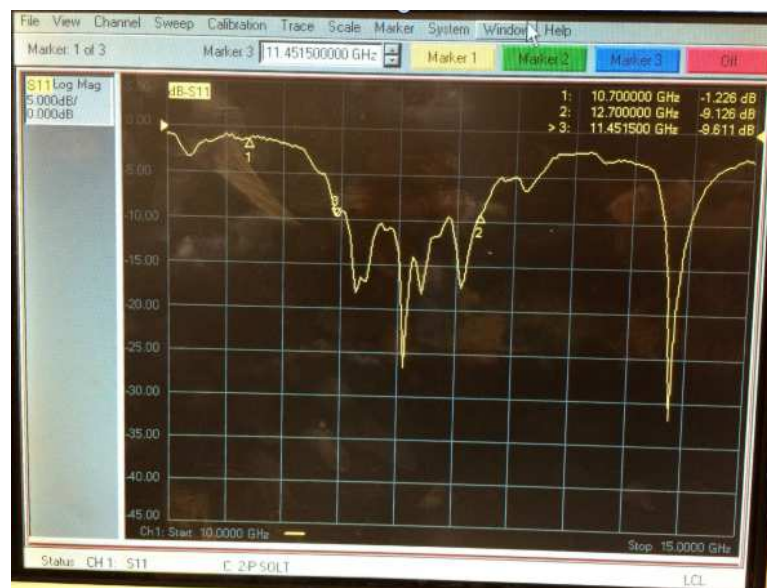


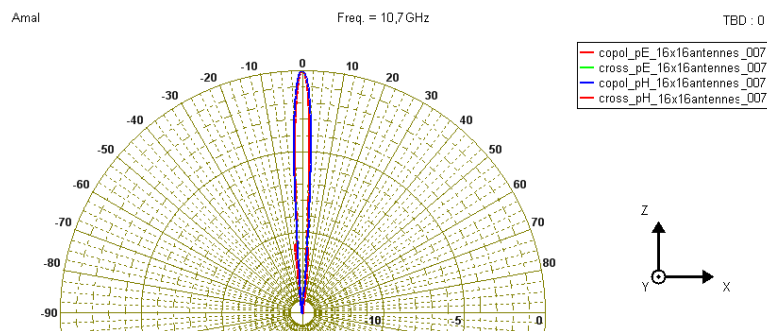
Figure 4.45 – Photo de la mesure finale du coefficient de réflexion du réseau 16×16 après adaptation.

D'après cette mesure, nous constatons que les stubs rajoutés ont permis de stabiliser l'adaptation à -10 dB dans la bande de fréquence allant de 11.45 - 12.7 GHz. Ce résultat est, globalement, en accord avec le résultat prévu par la simulation. Ceci nous permet de confirmer que ce réseau d'antenne reste qualifié pour la réception des chaînes de télévision transmises par satellites dans la bande 11.45 - 12.7 GHz (50% de la bande visée).

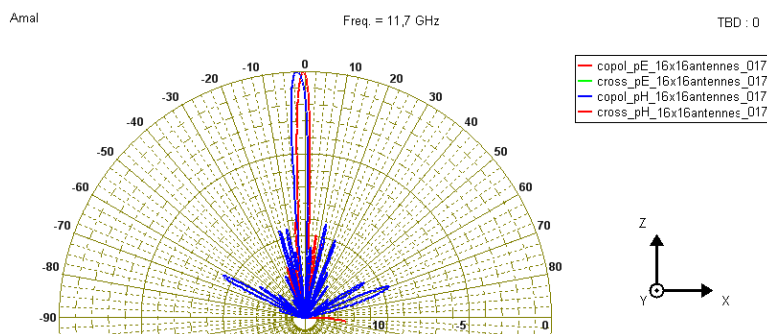
Mais, il nous est indispensable, à ce niveau, de voir le rayonnement de ce réseau. Ce qui fera l'objet du paragraphe suivant.

#### 4.7.4 Mesures du rayonnement

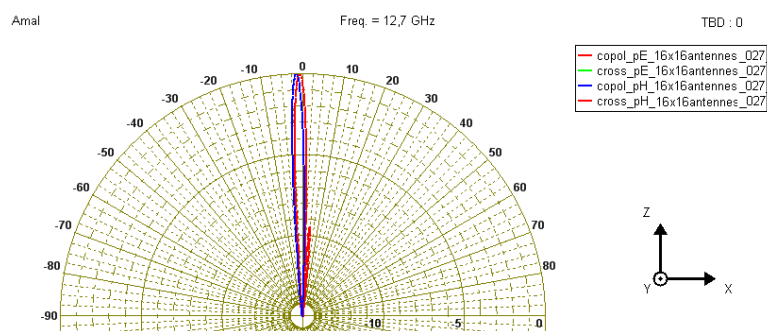
Nous avons mesuré le rayonnement du réseau à 256 antennes dans la chambre anéchoïque du laboratoire. Les diagrammes de rayonnement en polarisation principale et croisée pour les deux plans caractéristiques du réseau sont donnés Figure 4.46 en gain normalisé. Nous pouvons observer dans un premier temps une augmentation significative de la directivité du réseau avec un angle d'ouverture à -3 dB qui n'excède pas 4° sur toute la bande d'intérêt présenté Figure 4.47 à des différentes fréquences. Le niveau de la polarisation croisée, dans les deux plans, reste dans tous les cas inférieure à -15 dB.



(a) Rayonnement du réseau 16×16 à 10,7 GHz



(b) Rayonnement du réseau 16×16 à 11,7 GHz



(c) Rayonnement du réseau 16×16 à 12,7 GHz

Figure 4.46 – Diagrammes de rayonnement normalisés du réseau 16×16.

La directivité de ce réseau est de l'ordre de 29 dBi à la fréquence de 10.7 GHz, 25.5 dBi pour la fréquence centrale de 11.7 GHz et enfin pour 12.7 GHz, la directivité est de l'ordre de 26 dBi. Ces valeurs de directivité ont été obtenues

grâce à une intégration de volume en supposant une symétrie de révolution du diagramme de rayonnement.

Le gain est de l'ordre de 25 dBi à la fréquence de 10.7 GHz. Le fichier de calibrage pour la mesure du gain est limitée à des fréquences inférieures à 11 GHz. La mesure du gain n'était donc pas possible sur la bande au delà de 11 GHz

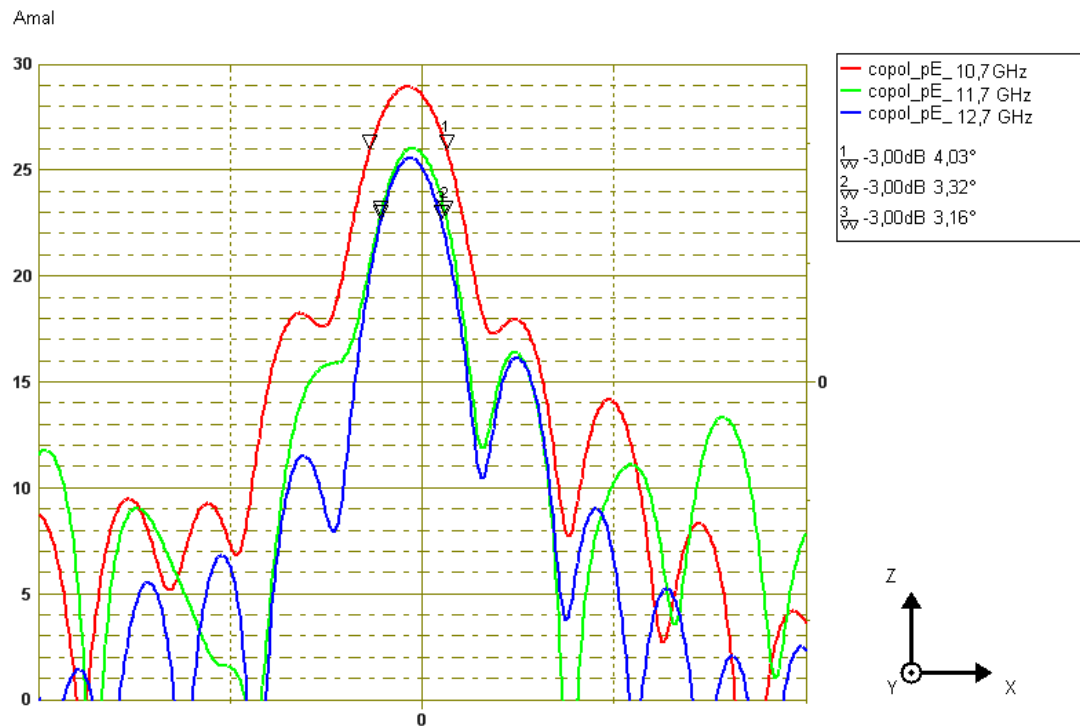


Figure 4.47 – Angle d'ouverture pour différentes fréquences.

## 4.8 Conclusion

Le réseau d'antennes que nous avons conçu et réalisé peut recevoir les émissions en bande Ku des satellites géostationnaires. La directivité de cette antenne est supérieure à 25 dBi sur toute la bande d'intérêt et son angle d'ouverture, de l'ordre de  $4^\circ$ , est compatible avec le cahier des charges. Les niveaux d'adaptation mesurés sur le prototype à 256 éléments sont inférieurs à ceux prédits par la simulation. Nous avons montré lors de la conception intermédiaire d'un réseau de 16 éléments ( $4 \times 4$ ) qu'il était possible de les améliorer. Des solutions d'adaptation d'impédance complémentaires ont été intégrées en entrée du réseau d'alimentation de l'antenne. Deux solutions, l'une à -7 dB sur une grande partie de la bande, l'autre à -10 dB sur la moitié supérieure de la bande, ont ainsi été proposées. A ce jour, ces deux solutions n'ont pu être évaluées en rayonnement. Nous pouvons cependant estimer raisonnablement qu'une augmentation de quelques dB sur le



#### 4.8 Conclusion

niveau de gain est réaliste avec ces solution d'adaptation. Celui-ci devrait se rapprocher du niveau de directivité qui est de l'ordre de 30 dBi. L'objectif est donc atteint. Les études futures doivent être consacrées à l'amélioration de son adaptation et à la conception des déphaseurs bas coût et à leur insertion dans l'arbre d'excitation de ce réseau dans l'objectif de contrôler l'orientation de son faisceau.

## Conclusion et perspectives

L'objectif de ces travaux de recherche est de proposer une solution alternative aux antennes actuellement disponibles sur le marché pour la réception des chaînes de télévision émises en bande Ku. Dans le but d'adresser ce marché, l'antenne doit alors présenter un profil le plus fin possible pour des raisons de discrétion, être à orientation électronique de faisceau et à un prix abordable. Le choix retenu consiste alors en la conception d'un réseau d'antennes imprimées large bande.

La fréquence de ces signaux se situe entre 10.7 et 12.7 GHz correspondant à une bande passante relative de 20%, très importante pour une antenne imprimée simple. Différentes techniques d'augmentation de la bande passante des antennes imprimées publiées dans la littérature ont alors été étudiées. Dans le domaine des longueurs d'ondes mises en jeu, avec la pureté de polarisation recherchée et la nécessité de la mise en réseau, les techniques déjà publiées présentent des limitations qui les rendent inexploitable dans notre contexte. Il a donc fallu concevoir une nouvelle empreinte rayonnante répondant à ces objectifs multi-contraintes. Par une approche méthodique basée sur la théorie des antennes imprimées et s'appuyant sur des simulations électromagnétiques 3D, une antenne de forme originale, composée d'un motif hexagonal avec une fente circulaire inscrite et de deux rectangles métalliques à l'extérieur permettant de limiter le rayonnement parasite en court-circuitant les composantes contributives. La mesure des performances de cette antenne confirme une bande passante de plus de 20% autour d'une fréquence centrale de 11.7 GHz avec un gain de 5 dBi.

Un rapide bilan de liaison montre que pour la réception des satellites européens, le gain de l'antenne doit être supérieur à 25 dBi. Un réseau de 256 ( $2^8$ ) éléments augmenterait de 24 dB ( $3 \times 8$ ) le gain. La mise en œuvre d'un tel ré-

seau ne peut être envisagée sans étapes intermédiaires (ici réseaux de 4, 16 et 64 éléments). Bien que chaque élément soit adapté en impédance dans la bande de fréquence désirée, l'adaptation globale n'est pas garantie lors de la mise en réseau. En effet, il faut maîtriser la distribution en amplitude et en phase sur chacun des éléments en vérifiant conjointement les conditions d'adaptation d'impédance au niveau de l'entrée du réseau. Les étapes intermédiaires nous ont permis d'appréhender les techniques d'adaptation du réseau avant la réalisation du réseau final de 256 éléments. Une directivité allant jusqu'à 29 dBi et un gain supérieur à 20 dBi ont été mesurés avant l'adaptation totale de l'antenne. Cette dernière peut donc être utilisée telle quelle pour la réception des signaux de télédiffusion issus des satellites géostationnaires. En améliorant l'adaptation, comme présenté en fin de chapitre 4 sur la moitié haute de la bande d'intérêt [11.7 – 12.7 GHz], le gain de l'antenne devrait raisonnablement augmenter, entraînant une amélioration de la sensibilité du récepteur.

La conception et la réalisation du réseau d'antennes recherché ont abouti nous permettant ainsi d'atteindre les objectifs de cette thèse. Parmi les améliorations possibles, un travail sur l'adaptation en impédance du réseau est à envisager. Des études dans ce sens ont démarré au sein du laboratoire IETR notamment sur la variation d'impédance lors de sa mise en réseau. L'idée est alors d'être en mesure de prédire la variation de l'impédance d'entrée du réseau en fonction de la fréquence et ainsi intégrer dès la phase de conception le circuit d'adaptation.

Le réseau proposé, de par la nature mono polarisation de l'antenne élémentaire, ne permet la réception que d'une seule polarisation. Il est donc nécessaire de trouver une solution pour en intégrer une deuxième. La nature multicouche de la technologie retenue permet l'imbrication d'un deuxième réseau dans l'espace laissé libre par le premier. Une proposition peut alors être celle présentée Figure 5.1.

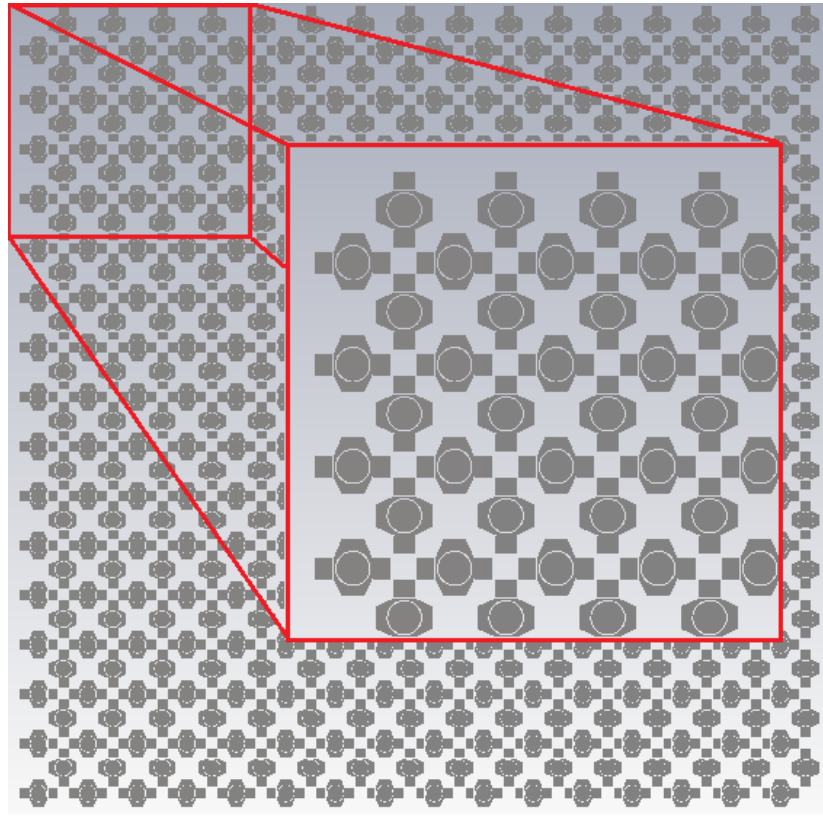


Figure 5.1 – Antenne réseau à double polarisation.

Dans l'objectif d'apporter au récepteur la possibilité de commutation du faisceau de l'antenne d'un satellite à un autre, nous avons également démarré l'étude de déphaseurs performants et bas coût pour les intégrer dans le réseau d'excitation de l'antenne. Après l'intégration de ces déphaseurs, un circuit électronique de contrôle sera nécessaire pour la commande automatique des phases et l'orientation du faisceau dans la direction du satellite désiré. Nous devons également insérer en sortie de l'antenne le circuit HF d'amplification et de transposition de fréquences (LNB : Low Noise Block) nécessaire pour ce type d'antenne. L'antenne finale sera capable de retrouver automatiquement le satellite requis sans aucun mouvement mécanique.





# 6

## ANNEXES

### 6.1 ANNEXE A : Outils de simulation

Avec l'avancement des systèmes informatiques et la croissance en continue de leur performances, la modélisation des structures complexes est devenue ainsi possible. Pour les travaux présentés dans ce mémoire, nous allons nous servir, lors de la phase de conception, des logiciels commerciaux. L'utilisation de ces programmes est primordiale dans la mesure où ils nous permettent de réduire et d'optimiser le temps de conception à l'aide des méthodes de calcul adoptées [80, 28].

#### 6.1.1 Méthodes de calcul temporelles

L'utilisation de ces méthodes de calcul est adaptée aux structure à large bande. La particularité de cette méthode est que tous les résultats de simulation sont obtenus sur toute la bande de fréquence et ce avec une seule simulation. Il s'agit de la transmission d'un signal impulsionnel d'excitation à l'entrée de la structure et obtenir la réponse fréquentielle en appliquant le transformer de Fourier des signaux aux accès de la structure en respectant la conservation d'énergie sur toute la durée de l'impulsion. Parce que nous ne pouvons pas citer toutes les différentes méthodes, nous allons en citer quelques unes telles que la méthode d'intégration finie (FIT : Finite Element Method) et la méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM : Transmission Line Matrix).

### **La FIT : Méthode d'intégration fini**

D'après Weiland, elle consiste en une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell dans une formulation intégrale. Le domaine de calcul est alors divisé en petites cellules élémentaires en forme cube [80]. Il s'agit d'algorithme numérique simple et indépendant de la géométrie de la structure pouvant traiter sans difficulté des problèmes non linéaires et/ou non stationnaires.

L'intégration finie correspond à la généralisation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (connu sous le nom de la FDTD, Finite-Difference Time-Domain). Avec la FIT, la résolution des équations est basée sur la discrétisation cartésienne permettant de caractériser jusqu'à deux matériaux distincts dans une seule maille. Elle offre ainsi un avantage, par rapport à la FDTD, qui permet de réduire le nombre de cellules global pour une précision équivalente. Cette approche nous permet de limiter le temps de calcul.

Un des principaux logiciels exploitant la FIT est le logiciel CST Microwave Studio.

### **La TLM : Méthode de la matrice des lignes de transmission**

Introduite par Johns et Beurle en 1971, cette méthode permet d'assimiler la propagation des tensions/courants dans un réseau équivalent tridimensionnel de lignes de transmission en se basant sur le principe de Huygens [41]. Cela consiste à la transformation en circuit équivalent de la propagation des ondes électromagnétiques pour certaines géométries comme les fentes et les fils.

Le maillage employé par la TLM consiste en un nœud symétrique condensé à six accès avec 12 lignes de transmission modélisant le milieu de propagation [42]. Un des logiciels de modélisation employant cette approche est CST MicroStripes.

## **6.1.2 Méthodes fréquentielles**

L'approche fréquentielle permet de résoudre le problème électromagnétique fréquentiel par fréquence à l'aide d'un processus matriciel implicite. Cette démarche est plus appropriée aux structures à bande passante étroite et il faut aussi savoir à l'avance la fréquence de résonance des structures simulées. L'inconvénient majeur de cette démarche réside dans le fait qu'elle est peu propice aux problèmes non linéaires et/ou non stationnaires, contrairement aux méthodes temporelles.

### **Méthode des éléments finis**

La FEM (pour : Finite Element Method) est employée dans plusieurs domaines de la physique afin de résoudre des équations aux dérivées partielles.

Le maillage de cette approche est souvent en tétraèdres. Dans chaque cellule, il y a une variation linéaire des champs qui sont déterminés en résolvant un système

d'équations aux valeurs propres. Ce raisonnement est utilisé par le logiciel ANSYS HFSS.

### Méthode des moments

Ce mode de calcul permet de déterminer les solutions des fonctions de Green [42]. Il s'agit de calculer le champ diffracté par un conducteur parfait en présence d'une onde incidente.

Une fois la distribution des courants de surface est connue, la description du champ électromagnétique à l'aide des fonctions de Green est ainsi retrouvée. En raison de son maillage surfacique en forme triangulaire, cette méthode est plutôt utilisée pour le calculs des structures planaires et celles grandes devant la longueur d'onde de travail. On trouve ce concept de calcul dans le logiciel ADS Momentum.

### 6.1.3 Conclusions

D'une manière générale, les problèmes de la physique peuvent être résolus soit dans le domaine fréquentiel soit dans le domaine temporel. Toutes les méthodes numériques ainsi formulées nous servent d'outils pour résoudre les équations de Maxwell. Selon le type et les propriétés d'une application, nous avons le choix de définir la méthode de calcul la plus adaptée.

Globalement, les méthodes fréquentielles sont utilisées pour les structures à bande passante étroite et les méthodes temporelles, quant à elles, sont employées pour les structures à large bande.

Étant donnée que nous sommes devant une application visant une structure d'antenne élémentaire à large bande passante, nous avons utilisé, dans un premier temps et pendant la phase de la conception de la géométrie de l'antenne, le logiciel de calcul temporel CST Microwave Studio. Ensuite, lors du passage en technique d'alimentation en réseau, nous avons exploité la simplicité de la méthode des moments accessible à l'aide du logiciel ADS Momentum.

## 6.2 ANNEXE B : Antenne avec parasites suivant les Plans E et H

Cette solution consiste à mettre sur les quatre côtés de l'antenne un parasite. Pour cela, la structure d'antenne proposée dans la Figure 3.30 est maintenue mais nous lui rajoutons deux autres patches supplémentaires, placés suivant le plan H de l'antenne (en haut et en bas du patch principal). Le nouveau dessin de l'antenne est donné Figure 6.1.



## 6.2 ANNEXE B : Antenne avec parasites suivant les Plans E et H

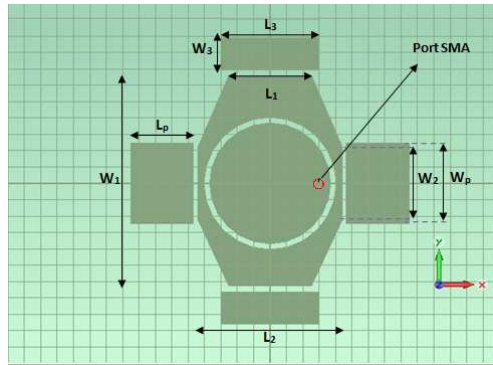


Figure 6.1 – Antenne avec quatre parasites.

Tableau 6.1 – Dimensions de l'antenne avec parasites suivant plan-E et plan-H.

Paramètre	Valeur (mm)
$L_1$	5.1
$W_1$	13
$L_2$	8.9
$W_2$	4.5
$L_3$	6.1
$W_3$	2.1
$L_p$	3.8
$W_p$	4.9
$\delta$ (largeur de la fente)	0.3
$R_{in}$ (Rayon interne)	3.4
$R_{out}$ (Rayon externe)	3.7
x (Point d'excitation)	2.9

Le coefficient de réflexion de cette antenne est présentée Figure 6.2 où on voit bien qu'une bande passante de 2 GHz est toujours maintenue. D'un point de vue rayonnement, nous constatons d'après Figure 6.3 que cette antenne présente un rayonnement très instable quand  $\theta$  varie.

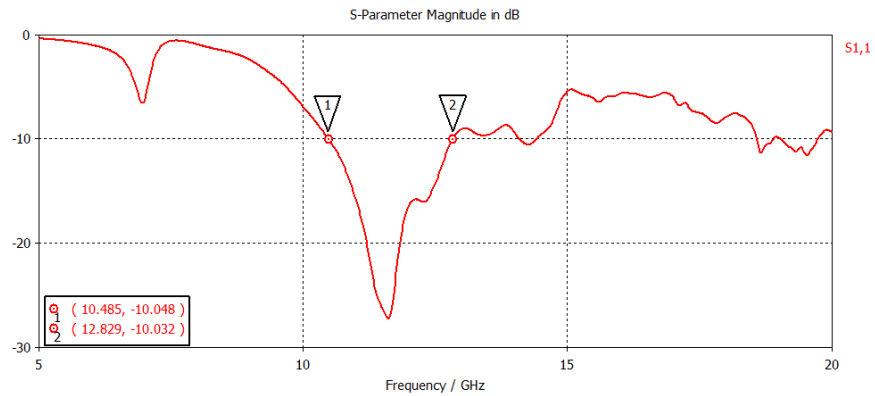


Figure 6.2 – Résultat de simulation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne avec quatre parasites.

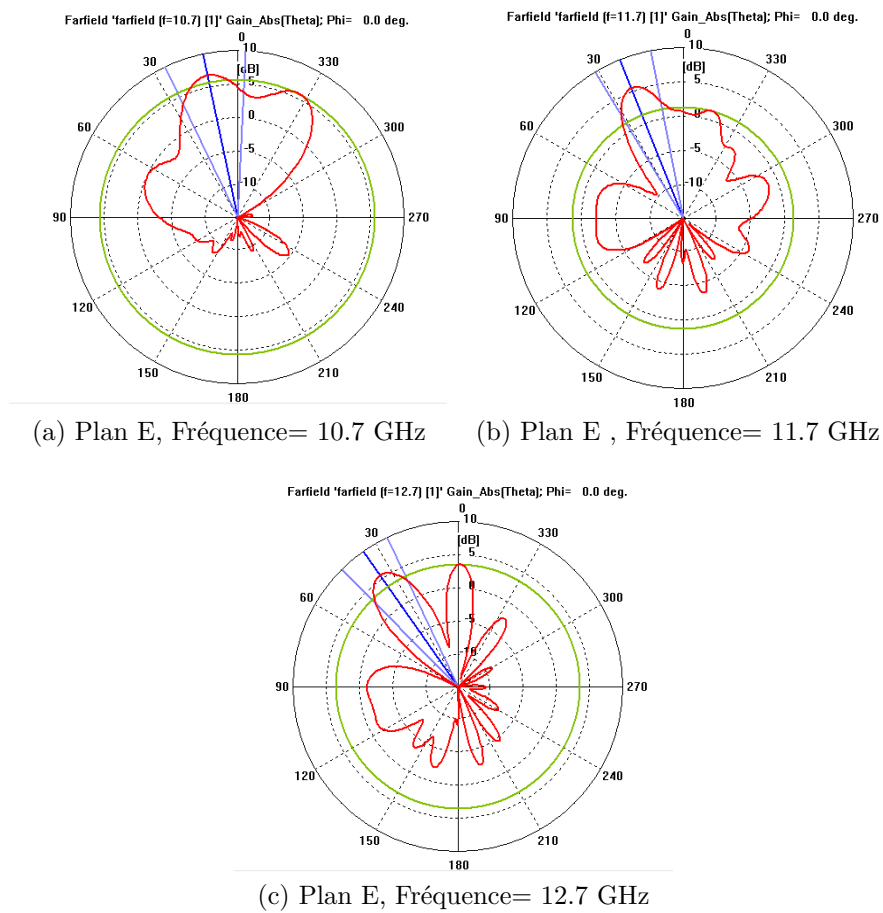


Figure 6.3 – Diagramme de rayonnement de l'antenne polygonale avec quatre parasites.

### 6.2.1 Prototype

L'antenne Montre entourée de parasites suivant le plan-E et le plan-H réalisée fait 17 mm × 15 mm au total. Ces dimensions mesurées sont celles décrites Tableau 6.1. Une photo du prototype de cette antenne est donnée Figure 6.4



Figure 6.4 – Photo de l'antenne avec quatre parasites

### Coefficient de réflexion

Après rajout des ces parasites, il est important de voir leur influence sur l'adaptation de l'antenne. Le coefficient de réflexion de cette dernière est présenté Figure 6.5.

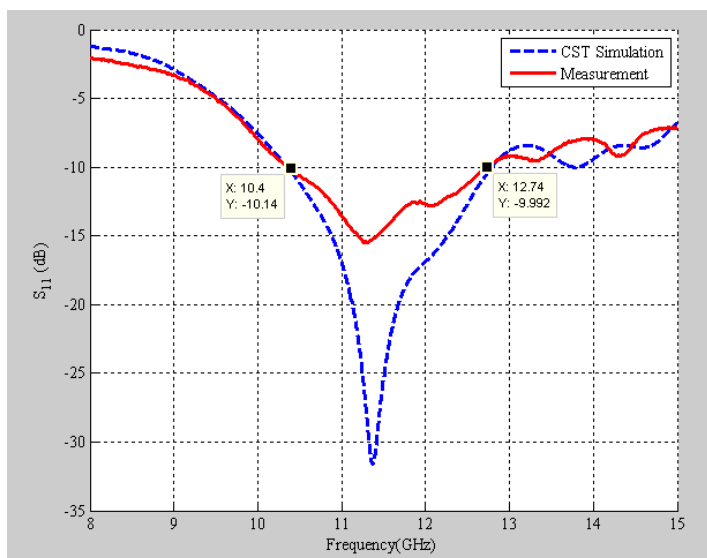


Figure 6.5 – Comparaison du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de simulation et mesure

D'après Figure 6.5, nous voyons bien que le rajout des parasites en haut et en

bas du patch principal nous permet de garder une bonne adaptation et surtout elle maintient la bande passante à 2 GHz.

### Rayonnement et Gain

Nous allons nous intéresser, maintenant, au rayonnement de cette structure. Figure 6.6 montre l'allure du diagramme de rayonnement pour différentes fréquences données, mesurés en chambre anéchoïque.

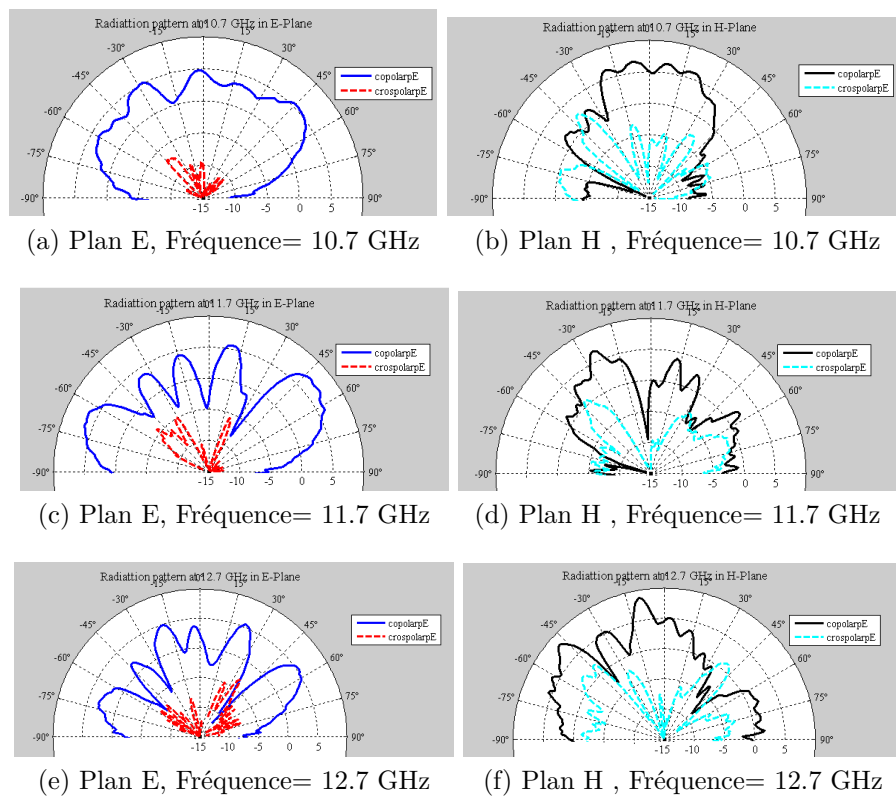


Figure 6.6 – Diagramme de Rayonnement de l'antenne à quatre parasites

Dans Figure 6.6, nous observons une variation importante au niveau de l'intensité du rayonnement suivant l'angle  $\theta$ . Ce qui confirme les résultats prédits par le simulateur (Figure 6.3).



# Bibliographie

- [1] Hongming An, B.K.J.C. Nauwelaers, and A.R. Van de Capelle. Broadband microstrip antenna design with the simplified real frequency technique. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 42(2) :129–136, Feb 1994. [58](#)
- [2] Constantine A. Balanis. *Microstrip Antennas*. Wiley, second edition edition, 1997. [60](#), [61](#), [62](#), [105](#)
- [3] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory : Analysis and Design*. Wiley, 3rd edition edition, 2005. [10](#), [48](#), [49](#), [50](#), [56](#)
- [4] P.S. Bhatnagar, T. Razban, and J. Sarrazin. *Antennae & wave propagation*. PRAGYA publications, 2010. [52](#)
- [5] F. Bilotti, A. Alu, M. Manzini, and L. Vegni. Design of polygonal patch antennas with a broad-band behavior via a proper perturbation of conventional rectangular radiators. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, volume 2, pages 268–271 vol.2, June 2003. [60](#)
- [6] S.A. Bokhari, J.R. Mosig, and F.E. Gardiol. Radiation pattern computation of microstrip antennas on finite size ground planes. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, 139(3) :278–286, Jun 1992. [59](#)
- [7] S. Bouaziz, A. Ali, S. Hebib, and H. Aubert. Planar wideband microstrip antenna with inclined radiation pattern for c-band airborne applications. In *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, pages 1–4, April 2010. [58](#)
- [8] S. Bouaziz, A. Ali, S. Hebib, and H. Aubert. Planar wideband microstrip antenna with inclined radiation pattern for c-band airborne applications. In *The 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, , Barcelone-Spain, 2010. [59](#)
- [9] J.M. Carroll, S. Kanamaluru, and K. Chang. Slot coupling of coplanar waveguide to patch antennas suitable for mmic applications. *Electronics Letters*, 30(15) :1195–1196, Jul 1994. [58](#)

## BIBLIOGRAPHIE

- [10] Renxin Che, Baoyu Dong, and Chong Yu. Study and design of ku band direct broadcast satellite microstrip antenna array. In *Communications Technology and Applications, 2009. ICCTA '09. IEEE International Conference on*, pages 952–957, Oct 2009. [9](#), [42](#)
- [11] Zhi Ning Chen. Experiments on input impedance of planar bow-tie monopole antennas. *IEEE Electronics Letters*, 2000. [51](#)
- [12] Zhi Ning Chen. Experiments on input impedance of tilted planar monopole antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2003. [51](#)
- [13] ZHI NING CHEN and MICHAEL Y. W. CHIA. *Broadband planar antennas : design and applications*. John Wiley & Sons Ltd, 2005. [10](#), [55](#), [57](#), [58](#), [60](#)
- [14] IP RESEARCH & COMMUNITIES. High efficiency slot fed microstrip patch antenna.<http://www.freepatentsonline.com/6842140.html>. [57](#)
- [15] d. M. Pozar and H. H. S. (Ed.). *Microstrip Antennas : Analysis and Design*. Wiley, 1995. [56](#), [57](#)
- [16] F. F. Dubrovka and S. Y. Martynyuk. Wideband dual polarized planar antenna arrays. In *Int. Conference on Antenna Theory and Techniques, Dept. of Theoretical Fundamentals Radio Engineering, Kiev Polytechnic Institute, National Technical University of Ukraine., Sevastopol, Ukraine, September 9-12 2003*. [59](#)
- [17] Surabhi Dwivedi, Vivekanand Mishra, and Yogesh P. Kosta. Metamaterial inspired patch antenna miniaturization technique for satellite. In *Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking (ET2ECN), 2012 1st International Conference on*, pages 1–6, Dec 2012. [68](#)
- [18] CH Pichot JA Cashman E Guillanton, JY Dauvagnac. A new design tapered slot antenna for ultra-wide band application. *Microwave and Optical Technology Letters*, 1998. [49](#)
- [19] W. Elhaji, F. Gallee, and C. Person. Bi-access tri-band wideband antenna for an opportunistic communication between 4g terminals. In *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Spokane United States, 2011*. [58](#)
- [20] J.A. Encinar, M. Arrebola, L.F. de la Fuente, and G. Toso. A transmit-receive reflectarray antenna for direct broadcast satellite applications. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 59(9) :3255–3264, Sept 2011. [10](#), [43](#), [44](#)

## BIBLIOGRAPHIE

- [21] EUTELSAT. <http://www.eutelsat.com/en/services/broadcast-media.html>, Avril 2015. 9, 23, 24
- [22] EUTELSAT. <http://www.eutelsat.com/fr/satellites/trouvez-un-satellite.html>, Avril 2015. 9, 24, 25
- [23] R.L. Fante. Quality factor of general ideal antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 17(2) :151–155, Mar 1969. 55
- [24] Andrée FOUQUE. *Contribution à la conception d un récepteur mobile faible cout et faible consommation dans la bande Ku pour le standard DVB-S*. PhD thesis, Université de Bordeaux 1, 2012. 11, 100, 103, 106
- [25] J.P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii. Fractal antennas : a novel antenna miniaturization technique, and applications. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 44(1) :20–36, Feb 2002. 68
- [26] L. Giauffret, J.M. Laheurte, and A. Papiernik. Experimental and theoretical investigations of new compact large bandwidth aperture-coupled microstrip antenna. *Electronics Letters*, 31(25) :2139–2140, Dec 1995. 59
- [27] Adrien GODARD. *Conception et Réalisation d un Radar Ultra Large Bande Impulsionnel Agile (300MHz-3GHz)*. PhD thesis, UNIVERSITE DE LIMOGES, 2009. 49
- [28] Michael Grelier. Miniaturisation des antennes large bande à l’aide de matériaux artificiels. <https://pastel.archives-ouvertes.fr/pastel-00574620/document>, mars 2011. 149
- [29] Dale M. Grimes and Craig A. Grimes. Bandwidth and  $q$  of antennas radiating te and tem modes. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, 37(2) :217–226, May 1995. 55
- [30] MATS GUSTAFSSON and SVEN NORDEBO. Bandwidth,  $q$  factor, and resonance models of antennas, September 2005. 55
- [31] Tchanguiz Razban Haiyang Zhang, Yann Mahe. Low-cost ku-band dual-polarized and beam switchable cross-type antenna array for satellite communications. *Microwave and Optical Technology letters*, June 2014. 109
- [32] P.S. Hall and M.S. Smith. Reduction of grating lobes in sequentially rotated microstrip patch arrays. In *Antennas and Propagation, 1993., Eighth International Conference on*, pages 364–367 vol.1, 1993. 103



## BIBLIOGRAPHIE

- [33] A. Holub and Milan Polivka. A novel microstrip patch antenna miniaturization technique : A meanderly folded shorted-patch antenna. In *Microwave Techniques, 2008. COMITE 2008. 14th Conference on*, pages 1–4, April 2008. 68
- [34] Roger-Charles Houzée. *Les antennes. Tome 2, L'électronique de l'antenne, les paraboles*, volume 1 vol of 9782100041206. DUNOD, 2e édition edition, 1998. 9, 15, 17, 27, 31, 35
- [35] Intelsat. Services <http://www.intelsat.com/services/>. 15, 26
- [36] INTELSAT. <http://www.intelsat.com/news/intelsat-and-phasor-partner-on-new-antenna-technology-to-enable-ku-band-broadband-connectivity-to-civil-and-government-small-jet-aviation-marketplace/>, March 2015. 23, 44
- [37] J.C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo, and P. de Maagt. Coupling reduction in a 2x2 high dielectric constant ebg patch array. In *Antenna Technology (iWAT), 2010 International Workshop on*, pages 1–2, March 2010. 103
- [38] K Ito, K Ohmaru, and Y Konishi. Planar antenna for satellite reception. *IEEE Transactions on broadcasting*, 34(4), December 1988. 59
- [39] Donald M. Jansky. *Communication Satellites in the Geostationary Orbit*. 1987. 17
- [40] Wei Jin, Xiaoqing Yang, Xueyao Ren, and Kama Huang. A novel two-layer stacked microstrip antenna array using cross snowflake fractal patches. *Progress In Electromagnetics Research C*, 42, 2013. 58
- [41] P.B. Johns and R.L. Beurle. Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 118(9) :1203–1208, September 1971. 150
- [42] Peter B. Johns. A symmetrical condensed node for the tlm method. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 35(4) :370–377, Apr 1987. 150, 151
- [43] Lee K.F., Luk K.M., Tong K.F., Shum S.M., Huynh T., and Lee R.Q. Experimental and simulation studies of the coaxially fed u-slot rectangular patch antenna. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, 144(5) :354–358, Oct 1997. 56
- [44] S. Kitao, E.T. Rahardjo, A. Matsui, and M. Haneishi. Ku-band planar array using ring shaped patch antenna. In *Antennas and Propagation Society*

## BIBLIOGRAPHIE

- International Symposium, 1993. AP-S. Digest*, pages 972–975 vol.2, June 1993. 9, 38
- [45] Jean-Luc KOCH. L'internet par satellite le haut débit des zones rurales, Avril 2010. 15, 22, 23
- [46] W.J. Krzysztofik. Coplanar-square-patch antenna for iridium satellite reception. In *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, pages 1–4, Nov 2006. 58
- [47] Jean-Marc Laheurte. *Petites antennes*. Lavoisier, 2011. 10, 49, 50, 51, 52, 57, 58, 59, 75
- [48] A. Ludwig. The definition of cross polarization. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 21(1) :116–119, Jan 1973. 56
- [49] Yann MAHE. *Contribution à la conception de peaux intelligentes : Synthèse temps réel de diagrammes de rayonnement et méthodologie de développement d'éléments rayonnants multifréquences*. PhD thesis, université de Nantes, 2001. 100
- [50] M Manzani, A Alu, F Bilotti, and L Vegni. Design of polygonal antennas with a broad-band behavior via a proper perturbation of conventional rectangular radiators. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2,, 2003. 64, 65
- [51] M Manzini, A Alu, F Bilotti, and L Vegni. Polygonal patch antenna for wireless communications. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 53(5), September 2004. 60, 64, 65
- [52] Lyngsat map. <http://www.lyngsat-maps.com/maps/astra11.html>. 9, 30
- [53] Microwaves101. Grating lobes <http://www.microwaves101.com/encyclopedias/grating-lobes>. 103
- [54] M.A. Motin, M.I. Hasan, and M. Asaduz-Zaman. Design and optimization of a low cost multi band microstrip patch antenna for k-band, ku-band and x-band applications. In *Computer and Information Technology (ICCIT), 2012 15th International Conference on*, pages 615–620, Dec 2012. 10, 44
- [55] P. Mousavi, M. Fakharzadeh, S.H. Jamali, K. Narimani, M. Hossu, H. Bollandhemmat, G. Rafi, and Safieddin Safavi-Naeini. A low-cost ultra low profile phased array system for mobile satellite reception using zero-knowledge beamforming algorithm. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 56(12) :3667–3679, Dec 2008. 9, 41, 42

## BIBLIOGRAPHIE

- [56] P. Mousavi, M. Fakharzadeh, and S. Safavi-Naeini. 1k element antenna system for mobile direct broadcasting satellite reception. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, 56(3) :340–349, Sept 2010. 10, 23, 43
- [57] Takao Murata and Masaru Fujita. A self-steering planar array antenna for satellite broadcast reception. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, 40(1) :1–6, Mar 1994. 9, 38, 39
- [58] Nandgaonkar, A. B., and S. B. Deosarkar. Design of high gain two-layer electromagnetically coupled patch antenna in the ism band. In *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino Italy, 2007. 58
- [59] Tele Satellite NUMERIQUE. <http://www.telesatellite.com/satellites/eutelsat-5-west-a/>. 9, 30
- [60] Tele Satellite NUMERIQUE. <http://www.telesatellite.com/satellites/hotbird-13c/>, 2015. 9, 30
- [61] Olympus. Lobes de réseau et lobes secondaires <http://www.olympus-ims.com/fr/ndt-tutorials/transducers/lobes/>. 103
- [62] Ung Hee Park, Haeng Sook Noh, Seong Ho Son, Kyong Hee Lee, and Soon Ik Jeon. A novel mobile antenna for ku-band satellite communications. *ETRI Journal*, vol. 27(no. 3) :pp. 243–249, June 2005. 9, 23, 40, 52
- [63] V. Peshlov, R. Traykov, G. Bozmarova, M. Popova, D. Vasilev, Z. Ivanov, and S. Alexandrov. Low-cost scanning antenna for satellite reception. In *Phased Array Systems and Technology, 2003. IEEE International Symposium on*, pages 441–445, Oct 2003. 9, 39, 40, 52
- [64] David M. Pozar. Polarization of maximum gain antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 55(7) :2113–2115, July 2007. 56
- [65] H.F. Pues and A.R. Van de Capelle. An impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 37(11) :1345–1354, Nov 1989. 59
- [66] Garg R., P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon. *Rectangular Microstrip Antenna*, in *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001. 71
- [67] E. Rammos. A new wideband, high gain suspended substrate line planar array for 12 ghz satellite t.v. In *Microwave Conference, 1983. 13th European*, pages 227–231, Sept 1983. 9, 37

## BIBLIOGRAPHIE

- [68] E. Rammos. A low tolerance dual slot radiator for space and ground applications. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1991. AP-S. Digest*, pages 1599–1602 vol.3, June 1991. 9, 37, 38
- [69] V H Rumsay. Frequency independent antennas. IRE National Convention Record, 1957. 50
- [70] A. Sabban. A new broadband stacked two-layer microstrip antenna. In *Proc. IEEE Antennas Propagation Sympo*, 1983. 58
- [71] M. Sanad and N. Hassan. A low wind load lightweight dual cylindrical reflector antenna with a novel feed for direct broadcast satellite tv reception. In *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough*, pages 285–288, Nov 2010. 9, 42, 43
- [72] Futura Sciences. <http://www.futura-sciences.com/magazines/espace/infos/actu/d/1000-nouveaux-satellites-seront-lances-ici-2023-54916>, Aout 2014. 21
- [73] A.K. Shackelford, K.-F. Lee, and K.M. Luk. Design of small-size wide-bandwidth microstrip-patch antennas. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 45(1) :75–83, Feb 2003. 59
- [74] S. Tanaka, Masaru Fujita, H. Mitsumoto, Takao Murata, K. Takano, K. Imai, K. Shogen, and N. Toyama. Hardware performance and experimental results of portable digital sng equipment using a flat antenna. In *Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications : The Key to Global Prosperity*, volume 2, pages 813–818 vol.2, Nov 1996. 9, 39
- [75] ANTENNA THEORY.COM. Bandwidth <http://www.antenna-theory.com/basics/bandwidthphp>. 54
- [76] F. Tiezzi and S. Vaccaro. Hybrid phased array antenna for mobile ku-band dvb-s services. In *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, pages 1–4, Nov 2006. 9, 23, 40, 41
- [77] D. Upadhyay and R.P. Dwivedi. Antenna miniaturization techniques for wireless applications. In *Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), 2014 Eleventh International Conference on*, pages 1–4, Sept 2014. 68
- [78] Mohammad VAHDANI. *Low-profile, Ultra Wideband and Dual Polarized Antennas and Feeding Systems*. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 2008. 50

## BIBLIOGRAPHIE

- [79] R. Wansch, H. Adel, and H. Humpfer. Miniterminal - a small antenna for satellite reception. In *Antennas, 2007. INICA '07. 2nd International ITG Conference on*, pages 153–157, March 2007. [9](#), [41](#)
- [80] T. Weiland. Rf microwave simulators – from component to system design. In *Microwave Conference, 2003. 33rd European*, pages 591–596, Oct 2003. [149](#), [150](#)
- [81] Wikipedia. Divisuer de wilkinson. [11](#), [107](#)
- [82] Kin-Lu Wong. *Compact and broadband microstrip antennas*. Wiley, 2002. [52](#)
- [83] A.I. Zaghoul and W.M. Dorsey. Evolutionary development of a dual-band, dual-polarization, low-profile printed circuit antenna. In *Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference on*, pages 994–997, Sept 2009. [109](#)
- [84] Haiyang ZHANG. *Design and realization of an auto-focus antenna array for satellite communications*. PhD thesis, Université de Nantes, 2014. [59](#), [87](#)
- [85] Hui Zhang, Zengri Li, Junhong Wang, Xueqin Zhang, and Yaoqing Yang. An insert-fed ku-band microstrip antenna array for dbs application. In *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 2013*, pages 195–198, July 2013. [109](#)



# Thèse de Doctorat

**Amal HARRABI**

**Conception et réalisation d'une antenne plate pour la réception satellite**

**Design and realization of a flat antenna for satellite broadcasting**

## Résumé

Les télécommunications par satellite, malgré le développement de liaisons terrestres, prennent de plus en plus de place dans la transmission de l'information. La télédiffusion, l'Internet haut débit et les liaisons téléphoniques intercontinentales, à l'échelle mondiale, sont assurées en grande partie par les satellites. Parmi les composantes de tels systèmes, les antennes de réception, déployées massivement sur la planète, évoluent des paraboles classiques vers des structures plus esthétiques et fonctionnelles. Des travaux de recherche internationaux visent à les rendre plus discrètes et surtout aptes à s'orienter automatiquement vers le satellite désiré. Des structures à orientation mécanique à prix abordable ou à orientation électronique mais à prix élevé commencent à voir le jour. L'objectif de nos travaux de recherche est la conception et la réalisation d'une antenne plate discrète à orientation électronique de faisceau à un prix abordable. Dans cet objectif, cette thèse vise à concevoir et à réaliser un réseau d'antenne imprimée large bande pour la réception des chaînes de télévision émises en bande Ku. Ce réseau est composé de 256 éléments rayonnants dont la conception fait l'objet d'une étude théorique approfondie. L'élément rayonnant de forme originale est conçu par une approche méthodique basée sur la théorie des antennes imprimées et sur des simulations. Une bande passante de plus de 2 GHz (10,7 – 12,7 GHz) est obtenue avec cet élément imprimé de dimensions inférieures à la longueur d'onde. Sa mise en réseau a permis d'atteindre une directivité d'environ 30 dBi largement suffisante pour la réception des signaux des satellites géostationnaires.

## Mots clés

Antenne large bande, communications par satellite, bande Ku, réception TV, antenne réseau, forte directivité.

## Abstract

Despite the development of terrestrial links, satellite communication is remaining an interesting mean of information transmission. Broadcasting, pay-TV operators, video, data and broadband Internet services are provided by satellites in a trustworthy way. An important component for the satellite communication, other than the satellite itself, is the receiving antennas deployed all over the world with a huge number. The most popular one is the parabola but this structure does not meet any longer the new aesthetics and the additional functional requirements. For this purpose, motivated researchers worldwide are working on presenting new discreet and self-steering receivers. Indeed, new structures that allow automatic beam steering are beginning to merge into the market but with relatively high prices. We aim with the present work to design a flat antenna array with electronically beam scanning at an affordable price. Therefore, an alternative broadband receiving antenna is designed and implemented for TV channels reception in Ku-band. It consists of an antenna array of 256 radiating elements. The radiating element of an original shape is designed using a methodological approach based on printed antenna theory and simulations. A bandwidth of over 2 GHz (10.7 – 12.7 GHz) is obtained from this printed element with a footprint of less than the wavelength. With a suitable array configuration, a directivity of about 30 dBi is achieved, good enough for geostationary satellite signal reception.

## Key Words

Wideband antenna, satellite communications, Ku-band, TV reception, antenna array, high directivity.