



# These

Presented at the  
Faculty of Science and Technology  
Department of Electrical Engineering

To obtain the diploma of  
**Electronique Doctorat**  
Option :  
**Communication**

By:  
**Mrs ABDELKEBIR Semia**

## Theme

### **Design of surface waves antennas radiating in LF-HF bands**

Before the jury composed of:

Mr. BESSISSA Lakhdar	MC -A-	University of Djelfa	President
Mr. MAYOUF Abdelhalim	Professeur	University of Djelfa	Director of these
Mr. HOCINI Abdesselam	Professeur	University of M'sila	Examiner
Mr. HADJADJ Abdechafik	MC -A-	University of Laghouat	Examiner
Mr. MAACHE Mostefa	MC -A-	University of Djelfa	Examiner
Mr. SAADI Slami	MC -A-	University of Djelfa	Examiner



# Thèse

Présentée à la  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Électrique

Pour obtenir le diplôme de  
**Doctorat en Électronique**  
Option :  
**Communication**

Par :  
**M<sup>me</sup> CHEBABHI née ABDELKEBIR Semia**

## Thème

**Conception des antennes rayonnant en ondes de surface dans les  
bandes LF-HF**

Soutenue le : ...../...../.....

Devant le jury composé de :

Mr. BESSISSA Lakhdar	MC -A-	Université de Djelfa	Président
Mr. MAYOUF Abdelhalim	Professeur	Université de Djelfa	Directeur de thèse
Mr. HOCINI Abdesselam	Professeur	Université de M'sila	Examineur
Mr. HADJADJ Abdechafik	MC -A-	Université de Laghouat	Examineur
Mr. MAACHE Mostefa	MC -A-	Université de Djelfa	Examineur
Mr. SAADI Slami	MC -A-	Université de Djelfa	Examineur

## Dédicaces

*A ma chère mère et mon cher père*

*pour le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance*

*pour leurs patience, leurs sacrifices et leurs encouragements*

*A mes frère et mes sœurs*

*en leurs souhaitant la réussite dans leurs études et leurs vies*

*A toute ma famille, ABDELKEBIR*

*A mon mari*

*Pour leur encouragements et leur soutien tant sur*

*Le plan scientifique que sur le plan humain*

*A mon beau-père et A la mémoire de ma belle-mère*

*A tous ma deuxième famille, CHEBABHI*

*A tous mes chères amis à l'université et ailleurs*

*Asma, amira, asma et fatima zohra.*

*pour les moments agréables que nous avons passés ensemble*

*A mon encadreur & toute personne qui un jour m'a appris une chose*

*A tous ceux qui m'ont aidé à réaliser ce travail*

*A tous ceux qui j'aime et qui m'aiment*

*A tous ceux-ci je dédie ce modeste travail*

## Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord **ALLAH** le tout puissant de m'avoir donné durant toutes ces années la santé, le courage et la foi pour arriver à ce jour.

A Monsieur MAYOUF Abdelhalim, Professeur à l'Université de Djelfa qui a été mon directeur de thèse durant ces années, j'adresse toute l'expression de ma gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ce travail. Sa bonne humeur et son humour auront été des atouts pour moi pour finaliser ce projet de longue haleine. Je tiens à lui exprimer sincèrement toute ma reconnaissance et mes profonds respects pour son rôle de superviseur émérite de cette thèse. Le temps qu'il m'a accordé et ses nombreux conseils m'ont été très précieux.

A Messieurs HOCINI Abdesselam, Professeur à l'Université de M'sila et HADJADI Abdechafik, Docteur à l'Université de Laghouat, qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur, je leur demande de croire à l'expression de ma haute considération.

Que Messieurs MAACHE Mostefa, Docteur à l'Université de Djelfa et SAADI Slami, Docteur à l'Université de Djelfa, soient assurés de ma reconnaissance pour avoir accepté d'être parmi les membres du jury. Ainsi que J'exprime ma gratitude à Monsieur BESSISSA Lakhdar, Docteur à l'Université de Djelfa de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'exprime toute ma gratitude au Madame MAYOUF Faiza, Docteur à l'Université de Djelfa. Je te remercie pour ta disponibilité, ton soutien moral et tes précieux conseils tant sur le plan scientifique que sur le plan humain durant tous ces années.

Je remercie également Messieurs CHIKOUCHE Djamel, Professeur à l'Université de M'sila, LAIB Salah Eddine, Docteur à l'Université de Djelfa et KHEDROUCHE Djamel, Docteur à l'université de M'sila pour leurs encouragements et leurs aides.

Mes sincères gratitudes s'adressent aussi à Mr. ZOUBIRI Bachir et Melle benkhaira fatima zohra, doctorants dans la même université, pour leur soutien actif, leur aide et leurs encouragements. Je tiens à leur exprimer sincèrement toute ma reconnaissance.

Pour finir, je tiens à remercier mes parents, mon mari, ma famille et tous mes amis, sans qui je ne serais pas devenu ce que je suis, et pour les encouragements qu'ils m'ont apportés lors de ma thèse.

# Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1</b>	<b>3</b>
<b>LES ANTENNES A ONDES DE SURFACE : ETAT DE L'ART</b>	<b>3</b>
1. Introduction.....	3
2. Historique d'ondes de surface.....	3
2.1. Mécanisme de propagation.....	4
2.2. Antennes usuelles .....	5
2.3. Mise en forme d'équations mathématiques .....	6
3. Outils de simulation.....	8
3.1. La méthode des moments .....	8
3.2. La méthode des Éléments Finis .....	9
3.3. La méthode aux différences finies.....	9
3.4. Quelle méthode choisir ? .....	9
4. Conclusion .....	10
<b>Chapitre 2</b>	<b>13</b>
<b>MODELISATION DES ANTENNES CONVENTIONNELLES RAYONNANT EN ONDES DE SURFACE</b>	<b>13</b>
1. Introduction.....	13
2. L'antenne dipôle.....	13
3. Antenne monopôle.....	19
4. L'antenne boucle .....	23
5. Antenne Yagi-Uda.....	27
6. Antenne imprimée circulaire.....	31
7. Conclusion .....	36
<b>Chapitre 3</b>	<b>39</b>
<b>CONCEPTION ET OPTIMISATION DES ANTENNES A ONDES DE SURFACE : EN MODIFIANT L'ELEMENT RAYONNANT</b>	<b>39</b>
1. Introduction.....	39
2. Le simulateur électromagnétique HFSS .....	40
2.1. Solution numérique par HFSS.....	41
2.2. Le déroulement dans un projet.....	42
3. L'antenne monopôle à ondes de surface .....	45
3.1. Antenne monopôle cylindrique conventionnelle .....	45
3.2. Conception d'une antenne monopôle à profil bas utile en radar HF à ondes de surface .....	48
3.3. Conception d'une antenne monopôle à base des structures résonateurs .....	53
3.4. Conception d'une antenne monopôle plan multifréquence à base de la technique de fentes .....	60
4. Conclusion .....	64
<b>Chapitre 4</b>	<b>66</b>
<b>CONCEPTION ET OPTIMISATION DES ANTENNES A ONDES DE SURFACE EN PRESENCE DES STRUCTURES ARTIFICIELLES</b>	<b>66</b>
1. Introduction.....	66

2.	Surface haut impedance « SHI » (High-Impedance Surface: HIS) .....	67
2.1.	Application des SHIs à la conception d'une antenne à ondes de surface inspirée de la structure yagi-uda.	70
2.2.	Application de la SHI-creux à la conception d'antenne imprimée à ondes de surface, très compact et exhibe un rayonnement semblable que une antenne monopôle .....	76
3.	Résonateur en Anneau Fendu « RAF » (Split Ring Resonateur : SRR) .....	81
3.1.	Résonateur à activité magnétique .....	81
3.2.	RAF carrée [31] .....	82
4.	Structures antennaires à ondes de surface en présence des RAFs .....	84
4.1.	Conception d'une antenne boucle imprimée compacte en présence de la structure artificielle RAF carrée pour des applications multi bandes .....	84
4.2.	Conception d'une antenne boucle méandre imprimée à base d'un réseau de RAF pour des applications multibandes.....	88
4.3.	Conception d'une antenne à ondes de surface chargée avec RAF uni et double anneau .....	95
5.	Conclusion .....	110
<b>CONCLUSION GENERALE</b>		<b>115</b>

# Liste des figures

Fig. 1.1. Types d'antennes à onde de surface fréquentes et leurs rayonnements : un cigare de section transversale rectangulaire (a), circulaire (b) et l'antenne Yagi-Uda (c).....	5
Fig. 1.2. Géométries de structures propageant des ondes de surface selon Oz: (a) diélectrique sur métal à plan infini (b) diélectrique sur métal dans un guide d'onde. ....	6
Fig. 1.3. Décroissance de l'onde selon l'axe Ox, perpendiculaire à la direction de propagation.....	7
Fig. 2.1. Dipôle demi-onde. ....	14
Fig. 2.2. Champ rayonné par une antenne dipôle.....	14
Fig. 2.3. Structure d'antenne dipôle simulée. ....	16
Fig. 2.4. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	16
Fig. 2.5. La variation de VSWR en fonction de la fréquence. ....	17
Fig. 2.6. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence. ....	17
Fig. 2.7. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle.....	18
Fig. 2.8. Monopôle quart-onde. ....	19
Fig. 2.9. Courant miroir avec plan conducteur.....	19
Fig. 2.10. Structure d'antenne monopôle simulée.....	21
Fig. 2.11. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	21
Fig. 2.12. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence. ....	22
Fig. 2.13. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne monopôle. ....	22
Fig. 2.14. D'autres configurations pour l'antenne monopôle. ....	23
Fig. 2.15. Champ rayonné par une antenne boucle. ....	24
Fig. 2.16. Structure d'antenne boucle simulée.....	25
Fig. 2.17. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	26
Fig. 2.18. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence. ....	26
Fig. 2.19. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne boucle.....	27
Fig. 2.20. Éléments constitutifs d'une antenne Yagi-Uda à 5 éléments.....	28
Fig. 2.21. Structure d'antenne Yagi-Uda simulée.....	28
Fig. 2.22. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	29
Fig. 2.23. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence. ....	30
Fig. 2.24. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne Yagi-Uda. ....	30
Fig. 2.25. Antennes diélectriques type cigare. ....	31
Fig. 2.26. Présentation d'une antenne plaque. ....	31
Fig. 2.27. Modèle de la cavité à fuite. ....	32
Fig. 2.28. Structure d'antenne patch circulaire simulée.....	34
Fig. 2.29. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	35
Fig. 2.30. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence. ....	35

Fig. 2.31. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne patch.....	36
Fig. 3.1. Maillage d'un disque par des triangles (triangulation).....	40
Fig. 3.2. Maillage d'une antenne méandre et son plan de masse.....	41
Fig. 3.3. Organigramme de calcul des paramètres « S » et la répartition des champs.....	42
Fig. 3.4. L'interface principale de HFSS. ....	43
Fig. 3.5. Définir la bande de fréquence (a), le port (b) et les conditions aux limites (c). ....	44
Fig. 3.6. Processus de simulation par HFSS. ....	45
Fig. 3.7. Structure d'antenne monopôle simulée.....	46
Fig. 3.8. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	47
Fig. 3.9. digramme de rayonnement en terme de directivité dans le plan E (courbe en rouge) et dans le plan H (courbe en bleu) à la fréquence 20 MHz.....	47
Fig. 3.10. La géométrie de l'antenne monopôle cylindrique proposée en vue perspective (a) et en vue supérieur (b). ....	49
Fig. 3.11. La variation de coefficient de réflexion et le VSWR en fonction de la fréquence avec $R_p=2605$ mm.....	50
Fig. 3.12. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avec différentes valeurs de paramètre géométrique $R_p$ de patch métallique de forme croix chargé à l'antenne. ....	51
Fig. 3.13. Digramme de rayonnement en terme de directivité dans le plan E (courbe en rouge) et dans le plan H (courbe en bleu) à la fréquence 20 MHz.....	52
Fig. 3.14. Distribution de champ électrique E dans une section transversale à la fréquence 20 MHz. ....	52
Fig. 3.15. Couvertures d'un radar HF à ondes de surface et d'un radar micro-onde.....	53
Fig. 3.16. La géométrie de l'antenne monopôle proposée ; avec l'anneau fendu (a), avec les deux armes spirales (b) et les vues perspectives (c) et (d). ....	54
Fig. 3.17. La variation de coefficient de réflexion et le VSWR en fonction de la fréquence. ....	55
Fig. 3.18. La variation de gain en fonction d'angle d'élévation $\theta$ .....	56
Fig. 3.19. Distribution de champ électrique E dans une section transversale à la fréquence 24.5 MHz pour les deux configurations mentionnés à la figure 3.11. ....	57
Fig. 3.20. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avec différente de valeurs de largeur de l'arme spirale, s. ....	58
Fig. 3.21. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avec différente de valeurs de la longueur de la fente d'anneau fendu, $s_1$ . ....	59
Fig. 3.22. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avec différente de valeurs de la longueur de la fente d'anneau fendu, $s_2$ . ....	59
Fig. 3.23. Illustration des monopôles plans avec différents forme de radiateur. ....	60
Fig. 3.24. Géométrie du monopôle rectangulaire plan avec introduction d'une fente sous forme d'une ligne méandre (a) et son perspective vue (b). ....	61
Fig. 3.25. La variation de coefficient de réflexion de la fréquence avec différente valeurs de s.....	62
Fig. 3.26. La directivité de l'antenne proposée dans le plan E (courbe en rouge) et dans le plan H (courbe en bleu) à la fréquence 20 MHz. ....	62
Fig. 3.27. Distribution de champ électrique E dans une section transversale à la fréquence 20 MHz ; sans introduction de la fente (a) et avec l'introduction de la fente (b). ....	63



Fig. 4.1. Surface corruguée (a) ; surface à haute impédance à symétrie hexagonale avec son origine du modèle circuit caractérisant la résonance d'une cellule (b).....	67
Fig. 4.2. Simulation du diagramme de bande par FDTD d'une surface à maille carrée.....	69
Fig. 4.3. Paramètres d'une surface à haute impédance.....	70
Fig. 4.4. Digramme de dispersion en fonction de nombre d'onde.....	71
Fig. 4.5. Variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	71
Fig. 4.6. La structure simulée de : tapis de Sievenpiper (a), l'antenne monopôle méandre (b) et une vue perspective (c).....	73
Fig. 4.7. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	74
Fig. 4.8. Diagramme de rayonnements 2D dans le cas de présence et absence des SHIs.....	75
Fig. 4.9. L'intensité du champ électrique au-dessus de substrat.....	75
Fig. 4.10. Configuration de l'antenne à ondes de surface : vue en dessus de l'antenne (a), vue en latérale (b), vue en dessus de RACM (c) et zoom de deux unités de RACM (d).....	77
Fig. 4.11. L'antenne proposée simulée en HFSS.....	78
Fig. 4.12. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne proposée avec et sans chargement du RACM..	78
Fig. 4.13. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne proposée avec différents valeurs de $r_p$ .....	79
Fig. 4.14. Le rayonnement de l'antenne proposée dans le plan E (courbe bleu) et le plan H (courbe rouge)	80
Fig. 4.15. Distribution du champ électrique : sans (a) et avec chargement du RACM (b).....	81
Fig. 4.16. Le circuit équivalent de SRR.....	82
Fig. 4.17. Représentation d'une unité de cellule du RAF carré.....	82
Fig. 4.18. RAF carré avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.....	83
Fig. 4.19. Configuration de l'antenne à onde de surface(a), unité de cellule du RAF carrée (b), d'une unité de cellule du RAF carrée avec un chargement d'un condensateur (c).....	85
Fig. 4.20. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne avec différents valeurs de s.....	86
Fig. 4.21. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne proposée avec différents valeurs de t.....	87
Fig. 4.22. Digramme de rayonnement : dans le plan E (courbe rouge) et dans le plan H (courbe bleu).....	88
Fig. 4.23. Dipôles repliés (a), coefficients de réflexion associés (b), le gain (à $\theta=90^\circ$ , $\Phi=0^\circ$ ) (c) et digramme de rayonnement en vue 3D à la fréquence 560MHz (e).....	89
Fig. 4.24. Configuration de l'antenne boucle méandre.....	90
Fig. 4.25. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne boucle méandre en fonction de fréquence.....	91
Fig. 4.26. Digramme de rayonnement en vue 3D de l'antenne boucle méandre.....	91
Fig. 4.27. Configuration de l'antenne boucle méandre (a), configuration d'une cellule unité de réseau de RAF(b).....	92
Fig. 4.28. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne avec différents valeurs de $l_r$ .....	93
Fig. 4.29. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence avec différents valeurs de $l_c$ .....	94
Fig. 4.30. Digramme de rayonnement.....	95
Fig. 4.31. Géométrie de l'antenne proposée (a) vue perspective (b).....	96
Fig. 4.32. Géométrie de RAF (a) conditions de limite (b).....	96

Fig. 4.33. Caractéristiques de cellule unité de RAF: module de $S_{ij}$ (a), phase de $S_{ij}$ (b), l'impédance normalisée (c), permittivité (d) et perméabilité (e). .....	98
Fig. 4.34. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne méandre avec et sans chargement du RAF (a), Le digramme de rayonnement en 2D (b), en 3D (e), en plan E (c), en plan H (d) et le distribution du champs électrique (f). .....	100
Fig. 4.35. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne méandre en fonction de $s_1$ (a), en fonction de $s_2$ (b) et en fonction de $s_p$ (c). .....	101
Fig. 4.36. Configuration d'antenne proposée avec des positions différente de fente de RAF. ....	102
Fig. 4.37. Variation de VSWR (a), Le digramme de rayonnement en 2D (b), en 3D (c), en plan E (d) et la distribution du champ électrique (e). .....	103
Fig. 4.38. Configuration d'antenne proposée avec l'ajoute d'un pin au RAF.....	104
Fig. 4.39. Variation de $S_{11}$ en fonction du longueur de pin, l (a), Le digramme de rayonnement en 2D (b), en 3D (e), en plan E (c) et en plan H (d).....	105
Fig. 4.40. Variation de $S_{11}$ et VSWR en fonction de permittivité de substrat, $\epsilon_r$ .....	106
Fig. 4.41. Configuration de RAF en double anneau.....	106
Fig. 4.42. Caractéristiques de cellule unité : module de $S_{ij}$ (a), phase de $S_{ij}$ (b), permittivité (c) et perméabilité (d).....	107
Fig. 4.43. Configuration d'antenne proposée associée avec un RAF à double anneau. ....	108
Fig. 4.44. Variation de $S_{11}$ en fonction de w (a), en fonction de d (b), digramme de rayonnement en 3D (e), en plan E (c) et en plan H (d). ....	109

## Liste des tableaux

Tab. 1.1. Résumé des principales caractéristiques des antennes à ondes de surface.....	8
Tab. 1.2. Avantages et Inconvénients des trois principales méthodes numériques.....	10
Tab. 2.1. Les paramètres physiques de l'antenne dipôle.....	15
Tab. 2.2. Les paramètres physiques de l'antenne monopôle.....	20
Tab. 2.3. Les paramètres physiques de l'antenne boucle.....	25
Tab. 2.4. Les paramètres physiques de l'antenne Yagi-Uda.....	29
Tab. 2.5. Les paramètres physiques de l'antenne patch circulaire.....	34
Tab. 3.1. Les paramètres physiques de l'antenne monopôle.....	46
Tab. 3.2. Les paramètres physiques de l'antenne monopôle.....	55

# Listes des Acronymes et Symboles

## ACRONYMES

<b>PCB</b>	Printed circuit board
<b>CPW</b>	Coplanar Waveguide
<b>FR4</b>	Flame Resistant 4
<b>HFSWR</b>	High Frequency Surface Wave Antenna
<b>PIFA</b>	Planar Inverted-F Antenna
<b>MTM</b>	Metamaterial
<b>BIE/EBG</b>	Bande Interdite Électromagnétique/Electromagnetic Band Gap
<b>CEP/PEC</b>	Conducteur Électrique Parfait/Perfect Electric Conductor
<b>CMA/AMC</b>	Conducteur Magnétique Artificiel/Artificial Magnetic Conductor
<b>CMP/PMC</b>	Conducteur Magnétique Parfait/Perfect Magnetic Conductor
<b>SHI/HIS</b>	Surface Haute Impédance/High Impedance Surface
<b>RAF/SRR</b>	Résonateur en Anneau Fendu/ Split Ring Resonator
<b>FDTD</b>	Finite Difference Time-Domain
<b>FEM</b>	Finite Element Method
<b>MoM</b>	Method of Moment
<b>FIT</b>	Finite Integration Technique
<b>HFSS</b>	High Frequency Structural Simulator

## SYMBOLES

$\epsilon_0$	Permittivité électrique du vide
$\mu_0$	Perméabilité magnétique du vide
<b>C</b>	Vitesse de la lumière dans le vide
$\Lambda$	Longueur d'onde
<b>K</b>	Vecteur d'onde
<b>F</b>	Fréquence d'onde
<b>E</b>	Vecteur champ électrique
<b>H</b>	Vecteur champ magnétique
<b>I/V</b>	Courant/tension
<b>R</b>	Résistance
<b>C</b>	Capacité
<b>Z</b>	Impédance
<b>L</b>	Inductance
<b>TE</b>	Transverse Électrique
<b>TM</b>	Transverse Magnétique
<b>HF/LF</b>	High Frequency/ Low Frequency
<b>ROS</b>	Rapport d'onde stationnaire
$S_{11}$	Coefficient de réflexion
$S_{21}$	Coefficient de transmission
<b>P</b>	Puissance de rayonnement
<b>Bp</b>	Bande passante
<b>G</b>	Gain de rayonnement
<b>D</b>	Directivité de rayonnement

# Introduction générale

## Contexte de l'étude

En une décennie, les radiocommunications ont apporté des changements fondamentaux dans la société, au niveau mondial. Ainsi, la téléphonie mobile a apporté à l'individu la liberté de communication et l'accès universel aux réseaux d'information. Une telle évolution a été rendue possible par les progrès de l'électronique et des techniques et moyens de traitement numérique de l'information dans les terminaux. Cependant, il ne faut pas oublier que la liaison entre ces terminaux, téléphones portables, ordinateurs, stations de base et autres infrastructures, est assurée par les ondes électromagnétiques, qui sont un point de passage obligé. C'est dire l'importance, dans les systèmes de radiocommunications et pour leur fonctionnement, des organes qui effectuent l'interface entre les moyens de traitement de l'information et les ondes qui véhiculent cette information, c'est-à-dire les antennes. Parfois spectaculaires, souvent non visibles, ces antennes, en réalité, déterminent des paramètres essentiels des communications, comme la puissance émise, la direction de rayonnement ou la portée, et elles ont un impact fort sur des caractéristiques critiques comme les débits numériques ou les dimensions des équipements.

La propagation des ondes électromagnétiques entre le transmetteur et le récepteur est un phénomène complexe. Il est nécessaire de différencier les trois méthodes de propagations de celles-ci : propagation par onde de la surface, par onde ionosphérique et par onde directe. En termes du titre de la thèse, Nous allons s'intéresser à la propagation par ondes de surface dans lequel l'onde se déplace à la frontière entre le sol et l'atmosphère. Ce sont les propriétés diélectriques du sol et la diffraction de la surface qui permettent sa propagation. Elle est utilisée pour la communication à longue portée utilisant une fréquence de moins de 3 MHz (le sol sert de conducteur pour toutes les fréquences de moins 5 MHz). Elle peut être utilisée pour les communications à courte distance avec des fréquences entre 3 et 30 MHz. Ce qui conduit à les gammes de basses fréquences (Low frequency : LF) et les hautes fréquences (High frequency : HF).

Les industriels spécialisés dans le domaine de diffusion et de conception de réseaux de télécommunications, travaillent sur la diffusion de données par ondes de surface depuis près d'une décennie. Ils ont développé des dispositifs antennaires favorisant ce mécanisme de propagation dans le domaine de radiodiffusion et du développement d'un radar à ondes de surface.

Dans les domaines de l'électromagnétisme et de l'optique, des matériaux artificiels avec des propriétés très particulières sont apparus. Ces matériaux, qui peuvent parfois être appelés « Métamatériaux » et « Cristaux Photoniques », permettent d'améliorer des technologies liées à des domaines très divers, notamment les cellules photovoltaïques, les télécommunications, les antennes... Ces technologies sont très novatrices que l'on va les exploiter dans cette thèse afin de pouvoir proposer des nouvelles structures antennaires rayonnant en ondes de surface. Qu'elles présentent des sauts considérables aux technologies traditionnelles et conventionnelles vers des nouveaux systèmes qui seront en ligne avec les exigences de ce monde actuel.

## Objectifs

L'objectif de cette thèse sera d'étudier, sur la base des travaux déjà publiés, les possibilités de faire d'étudier, de concevoir et d'optimiser des systèmes antennaires rayonnant en ondes de surface. Une attention particulière sera apportée à la réduction de l'encombrement vertical des dispositifs antennaires et à l'intégration paysagère des solutions développées. Les recherches sont menées sur des systèmes antennaires omnidirectionnels et directifs dans le plan azimutal et vertical.

## Plan de l'étude

**Le premier chapitre** est un rappel de quelques définitions de base concernant l'antenne à ondes de surface, caractéristiques de rayonnement et la mise en équations mathématiques.

**Le second chapitre** est réservé à la mise en place de quelques exemples typique des structures antennaires conventionnelles à ondes de surface que vont servir comme des références pour le reste de travail. Un aperçu global, des notions de bases et des équations régissant les caractéristiques de ces antennes vont aborder.

**Le troisième chapitre** s'intéresse de faire un inventaire des structures antennaires rayonnant en ondes de surface en présentant des caractéristiques intéressantes soit en termes de caractéristiques de rayonnement, soit en termes de phénomène de réflexion. Ces structures seront concevoir à la base des structures conventionnelle et d'autre purement novatrices.

**Le quatrième chapitre** est consacré à l'apport des structures artificielles à l'amélioration des performances et les réponses électromagnétiques pour des systèmes antennaires rayonnant on ondes de surface, que seront des structures nouvelles.

**En conclusion générale**, les travaux présentés dans ce mémoire sont résumés et sont abordées les axes possibles sur lesquels devraient poursuivre ces travaux.

# *Chapitre 1*

## **Les antennes à ondes de surface : état de l'art**

### **1. Introduction**

Les antennes sont des dispositifs utilisés pour rayonner le champ électromagnétique dans l'espace ou pour le capter. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part, à en réaliser une conception optimale. Les techniques de conception et de réalisation d'antennes se sont affinées au fur et à mesure que le domaine de l'électromagnétisme s'est développé. C'est un domaine relativement récent, puisque c'est en s'appuyant sur les équations de Maxwell que tous les développements théoriques et techniques ont pu progresser [1]. Les avancées dans ce domaine ont été rapides car touchant aux transmissions radioélectriques dont le nombre d'applications est considérable.

Ce chapitre sera l'occasion de rappeler les caractéristiques principales qui permettent de définir une antenne de type spécifique, c'est l'antenne à ondes de surface qu'épuise de façon exhaustive avec le thème de ce travail. Puisque l'utilisation de simulateur électromagnétique se révèle primordiale pour réduire les coûts liés aux maquettings et aux mesures, ce chapitre sera également la moyenne de présenter rapidement quelques outils de simulations électromagnétiques de base couramment employées dans la phase de conception.

### **2. Historique d'ondes de surface**

Dans un premier temps, le concept d'onde de surface a été apparu en 1898 par Blondel et Poincaré lors du congrès de Nantes sur l'avancement des sciences [2]. Puis Lecher en 1902 appuie également cette théorie, mais ce n'est qu'en 1903 le guidage d'une onde plane à l'interface de deux milieux diélectriques forme une première approche mathématique par Uller [3]. Une résolution rigoureuse a été proposée par Zenneck en 1907 dont son article restera pendant très longtemps l'article de référence sur un mode de propagation qui sera plus tard nommé onde de Zenneck.

En 1909, Sommerfeld introduit un raffinement mathématique à l'étude théorique des ondes de surface. Son analyse repose sur l'étude des champs dipolaires électriques et magnétiques au-dessus d'un conducteur infini à demi-espace. Malheureusement, une erreur de

signe dans la résolution d'une intégrale complexe conduisait à penser que l'onde de Zenneck était la cause principale de la propagation des ondes le long de la terre. Or de nombreuses mesures ont prouvé que ceci n'était pas valable et en 1919 Weyl démontre que les ondes de Zenneck ne jouent qu'un rôle mineur dans la genèse d'une onde de surface.

Sommerfeld republie son article corrigé en 1926 et ses travaux théoriques sont confirmés par Van der Pol et Niessen en 1930 [4]. Nous savons aujourd'hui que les ondes de Zenneck ne sont en fait qu'une très faible composante du champ total présent à l'interface de deux milieux [5]. En 1936, l'ingénieur Norton publie un article didactique de synthèse basé sur les derniers travaux de Sommerfeld qui s'avérera être la base de la théorie des ondes de surface [6].

## 2.1. Mécanisme de propagation

Dans le cas où l'énergie de l'onde est piégée le long de la surface. On parle sur un mode de propagation connu comme la propagation d'ondes de surface. Ce mode est apparu en raison de la limite entre les deux milieux différents, l'air et la terre. L'onde est guidée le long de la surface de la terre. L'intensité d'une onde de surface diminue de façon exponentielle lorsque la hauteur augmente. L'effet a été modélisé avec succès par un facteur de  $\exp(-\alpha h/\lambda)$  où  $\alpha$  c'est le facteur d'atténuation, et  $h/\lambda$  c'est la hauteur en longueurs d'onde. La polarisation verticale est toujours utilisée dans la propagation d'ondes de surface.

Cela est dû au fait que les fréquences de ces hauteurs d'antenne sont habituellement une fraction de longueur d'onde. Si la polarisation horizontale a été utilisée, le champ induit dans la terre serait pratiquement annuler avec le champ de l'antenne. Dans la pratique, une onde de surface peut être facilement excitée par une antenne dipôle verticale près de la surface de la terre. Lorsque les deux antennes d'émission et de réception sont situées juste à la surface de la terre, l'onde de surface est la composante majeure de l'énergie des ondes.

L'étude de la propagation d'ondes de surface avec un dipôle vertical comme source à la présence soit d'une terre plane ou sphérique est un problème classique. Il a été initialement formulé par Sommerfeld en 1909 [7] et révisé par Norton dans les années trente pour les applications d'ingénierie [8], dont la plupart sont encore cités dans les documentations FCC (Federal Communications Commission) actuelles. Au fil des années, des nouvelles approches analytiques ont été élaborées, dont la plupart offrent des moyens plus claires de la comptabilité. Chapitre 2 du livre de Kerr [9], un manuel par Jordan et Balmain [10], et d'autres [11-12] fournissent une excellente couverture sur ce sujet.



2.2. Antennes usuelles

Une antenne à ondes de surface est une antenne transportant une onde progressive dont l'énergie est concentrée au-dessus de la structure guidante. À la figure 1.2a et la figure 1.2b, une onde de surface est lancée par une antenne diélectrique « cigare », qu'est considérée comme un type d'antenne à ondes de surface très fréquente. Bien qu'une grande variété de configurations soit possible pour les antennes cigares, dans la plupart des cas, elles ont une tige conique de section transversale circulaire ou rectangulaire [13].

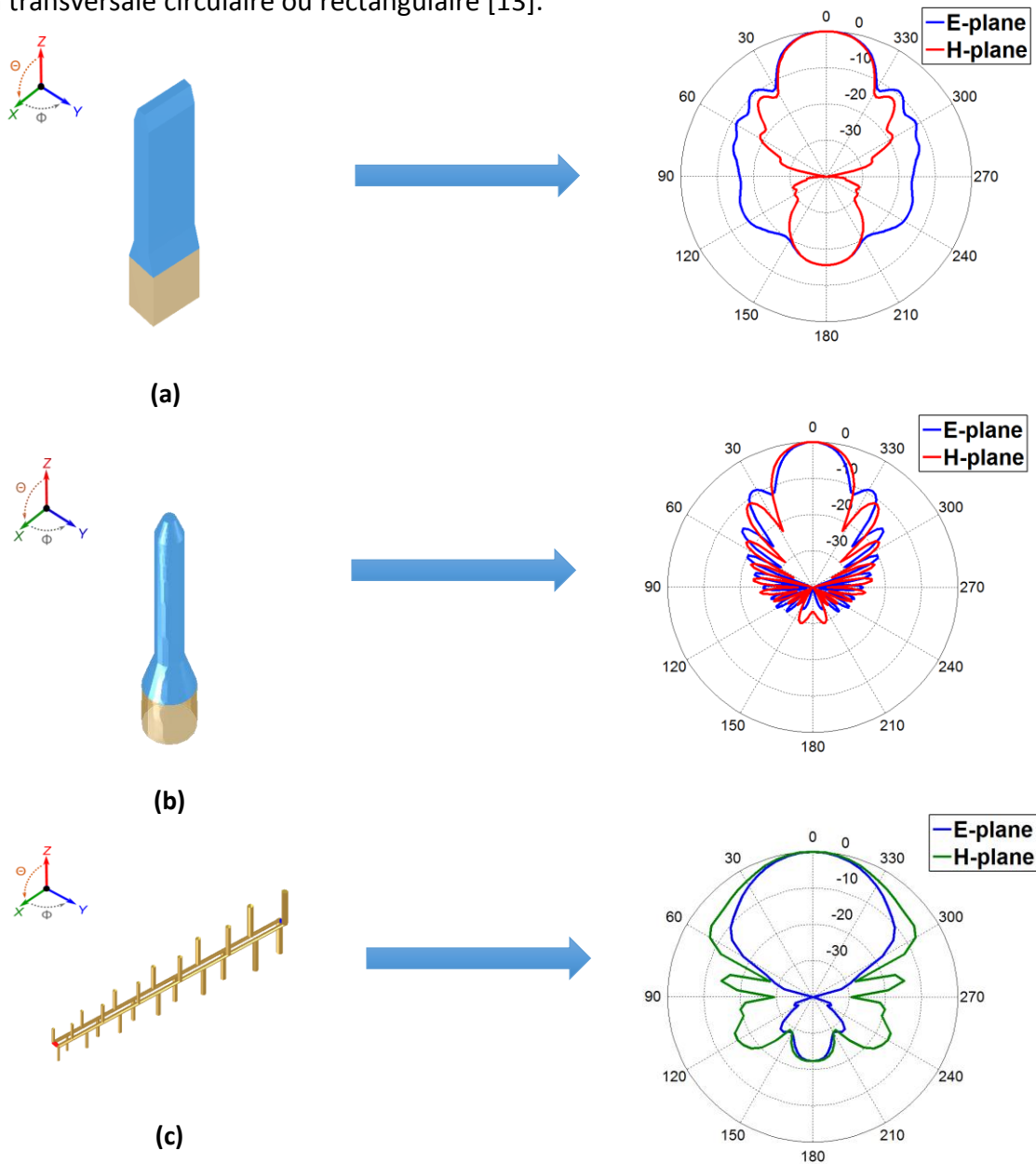


Fig. 1.1. Types d'antennes à onde de surface fréquentes transversale rectangulaire (a), circulaire (b) et l'antenne Yagi-Uda (c). tion

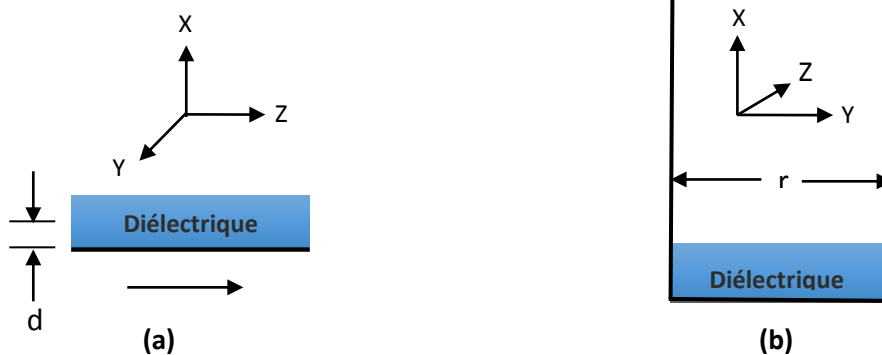
En général, ces d'antennes sont à faible épaisseur et trouvent ainsi de nombreuses applications, notamment dans le spatial et l'aéronautique. Elles sont plutôt utilisées en hautes fréquences (au-dessus de 500 MHz) mais préférentiellement en hyperfréquences quand les

structures impliquées sont de type guides d'ondes. Typiquement leur largeur de bande est faible (de l'ordre de 10 %) et leur gain est modéré (de l'ordre de 15 dBi). Notons qu'il est difficile de contrôler le diagramme de rayonnement [13].

### 2.3. Mise en forme d'équations mathématiques

Une antenne à ondes de surface se présente comme une structure dans laquelle un champ se propage à l'interface de deux milieux de conductivité différente (air-métal) ou de constant diélectrique différent (air-diélectrique). Le paramètre le plus important pour la conception des antennes à ondes de surface est la longueur d'onde dans la direction de propagation. De façon générale, il existe une relation générale permettant de relier les nombres d'ondes définis dans les trois directions entre eux [1]:

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = k^2 \tag{1.1}$$



**Fig. 1.2. Géométries de structures propageant des ondes de surface selon Oz: (a) diélectrique sur métal à plan infini (b) diélectrique sur métal dans un guide d'onde.**

Avec  $k = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$  : constante de propagation dans le milieu de propagation (air) Pour une structure définie comme sur la figure 1.2a, l'onde de surface se propage dans la direction Oz avec un champ évanescent dans la direction Ox. Dans le cas où la propagation ne dépend pas de y (structure infinie dans cette direction), la relation générale se réduit à [1] :

$$\beta_z^2 = k^2 + \alpha_x^2 \tag{1.2}$$

On vérifie aussi [1]:

$$\frac{\beta_z}{k} = \frac{\lambda}{\lambda_z} = \frac{c}{v_z} \tag{1.3}$$

Il vient l'équation donnant cette constante de propagation selon Oz, valable pour une onde TM (ne dépend pas de la hauteur de diélectrique) [1] :

$$\frac{\lambda}{\lambda_z} = \frac{c}{v_z} = \sqrt{1 + \left(\frac{\alpha_x \lambda}{2\pi}\right)^2} \quad (1.4)$$

Cette structure propage une onde lente avec un champ électrique de surface légèrement incliné (angle de tilt). Cet angle, lié aux pertes du métal ou la valeur de la permittivité, reste en général très faible (inférieur à 0.1° pour du métal). On pourrait extraire l'atténuation selon Ox à partir de l'équation (1.5) [1] :

$$\alpha_x = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_z}\right)^2 - 1} \quad (1.5)$$

Si l'on trace cette atténuation du champ en fonction de l'inverse de  $\lambda_z$ , on s'aperçoit que plus la vitesse de l'onde est lente plus l'énergie est contenue sur une faible distance en s'éloignant de la surface (figure 1.3). Par exemple, 99 % de la puissance est comprise dans une zone de hauteur inférieure à  $\lambda/2$ .

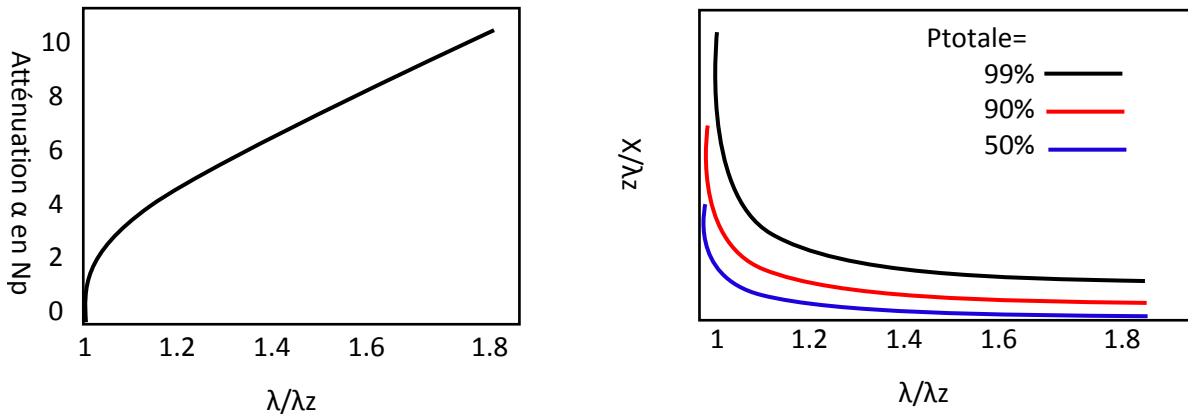


Fig. 1.3. Décroissance de l'onde selon l'axe Ox, perpendiculaire à la direction de propagation.

On aboutit à l'équation donnant les composantes de champs au-dessus et sur la surface  $E_x$ ,  $H_y$ ,  $E_z$ . Par exemple pour  $E_z$ , nous aurons :

$$E_z(x, z) = E_z e^{-j\beta_z z} e^{-\alpha_x x} \quad (1.6)$$

Si la structure n'est plus infinie dans la direction Oy, par exemple par l'introduction de deux plans métalliques (figure 1.2b), la composante de champ selon y n'est plus constante et il existe une longueur d'onde de coupure liée à la distance entre les plaques (comme dans tout guide d'ondes). Cela introduit une condition supplémentaire pour les équations de continuité des composantes de champ électrique à la surface entre les deux milieux et on obtient [1] :

$$\frac{\lambda}{\lambda_z} = \frac{c}{v_z} = \sqrt{1 + \left(\frac{\alpha_x \lambda}{2\pi}\right)^2 - \left(\frac{\lambda}{2r}\right)^2} \quad (1.7)$$

Avec  $r$  : distance entre les plaques métalliques dans la direction  $Oy$ . Dans ce cas, comme le second terme est généralement plus faible que le troisième, l'onde se propage plus rapidement que la lumière. Ces structures sont généralement utilisées pour exciter des discontinuités périodiques (guides d'onde à fentes). Pour l'étude des modes possibles, il faudrait distinguer la propagation des modes TM (qui ne dépendent pas de l'épaisseur du diélectrique) et les modes TE qui dépendent de  $d$ .

Un résumé des principales caractéristiques pour ces types d'antennes est donné dans le tableau 1-1 [1].

Caractéristiques	Antennes à ondes de surface
Méthode d'extraction des champs	Par calcul des champs le long de la structure
Propagation de l'énergie	Au-dessus de la surface, onde lente en général $v < c$
Type de rayonnement	En bout (« end-fire »)

Tab. 1.1. Résumé des principales caractéristiques des antennes à ondes de surface.

### 3. Outils de simulation

Dans le monde des méthodes numériques il existe trois grandes familles de tels sort chacune de ces méthodes présentent des facilités et des difficultés voir des impossibilités pour traiter les problèmes rencontrés dans la simulation d'antenne à onde de surface :

- méthode des moments (MoM) ;
- méthode aux différences finies (TLM, FDTD) ;
- méthode des éléments finis (FEM) ;

#### 3.1. La méthode des moments

La Méthode des Moments (ou méthode des intégrales de frontières) consiste à résoudre essentiellement dans le domaine fréquentiel les équations de Maxwell sous leur forme intégrale [14]. Après résolution d'un système linéaire exprimé par une matrice impédance reliant les courants à la source électromagnétique, les courants exprimés sur les objets diffractant rayonnent et permettent d'obtenir le champ électromagnétique en tout point de l'espace. Toutefois, la taille et donc le temps de construction de la matrice dépendent du milieu, ce qui peut être pénalisant selon le cas étudié. Différents codes commerciaux appartenant à cette famille de méthode sont disponibles, comme le code NEC [15] ou bien FEKO [16]. De plus, il n'est pas possible de considérer les hétérogénéités comme par exemple une forêt à la surface d'un sol plan, cependant il existe

une variante où l'objet est placé sur un milieu plan stratifié.

### 3.2. La méthode des Éléments Finis

La méthode des Éléments Finis permet de trouver une approximation de la solution des équations aux dérivées partielles de Maxwell dans le domaine fréquentiel [17]. Les objets de formes complexes et très hétérogènes sont facilement maillés et simulés, des conditions aux limites doivent en revanche être utilisées avant de simuler le rayonnement en espace libre. Un code commercial parmi les plus connus qui emploie cette méthode est HFSS.

### 3.3. La méthode aux différences finies

**FDTD** : La méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel permet de connaître les valeurs des champs électriques et magnétiques dans un volume parallélépipédique à mailler. Avec le schéma de Yee, les opérateurs spatiaux et temporels sont approximés par le schéma des différences finies centrées à l'ordre deux. Le maillage spatial est créé selon la cellule élémentaire cubique et le processus temporel suit le schéma dit de *leap-frog*. Le code EMPIRE XCcel est un exemple de code FDTD industriel, il est développé par IMST GmbH [18].

**TLM** : Contrairement à la FDTD, la méthode des matrices de lignes de transmission permet d'exprimer les champs électrique et magnétique aux mêmes points du maillage. Elle fait une analogie entre la propagation du champ électromagnétique dans un milieu et la propagation du couple courant/tension dans une ligne de transmission chargée par des éléments localisés. Un des principaux avantages des méthodes dans le domaine temporel est leur caractère large bande avec l'obtention du spectre fréquentiel par simple transformée de Fourier. Un autre avantage est que la complexité du calcul, pour la FDTD en  $O(N)$  où  $N$  est le nombre d'inconnus, permet de traiter des cas de grandes dimensions [18].

### 3.4. Quelle méthode choisir ?

Bien que les méthodes numériques partagent le même but, résoudre les équations de Maxwell, il n'existe pas une méthode « parfaite » se détachant des autres. Le choix de la méthode dépend de la nature du problème. Le tableau 1.2 rappelle les avantages et inconvénients à chacune de ces méthodes [19].

	Méthode des moments	Méthode des éléments finis	Méthode volumique
Type d'équation	Intégrale	Différentielle	Différentielle
Domaine d'utilisation	Fréquentiel	Fréquentiel	Temporel
Espace libre	Élevé	bas	moyen
Structures conductrices	Élevé	bas	moyen
Structures complexes (3D)	Élevé	Élevé	Élevé
Milieux homogènes	moyen	Élevé	Élevé
Milieux très homogènes	bas	Élevé	Élevé
Étude large bande	moyen	moyen	Élevé
Milieux dispersifs	Élevé	Élevé	moyen
Milieux non linéaires	bas	bas	Élevé

**Tab. 1.2. Avantages et Inconvénients des trois principales méthodes numériques.**

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes attachés à définir ce qu'était une antenne à ondes de surface ainsi que sa place dans un système de communication radio fréquence. Un aperçu global des différentes méthodes numériques a été présenté, ainsi leurs avantages et inconvénients nous verrons celles qui semblent les mieux adaptées à la simulation d'antennes à onde de surface. Par la suite, les notions et le vocabulaire introduits au sein de ce premier chapitre serviront à l'étude des antennes à onde de surface soit en termes de conception ou optimisation alors qu'à la quantification précise de leurs performances électromagnétiques.

## Bibliographie chapitre 1

- [1] O. Picon, coll, Les antennes Théorie, conception et applications, Dunod, Paris, 2009.
- [2] J. Zenneck, Wireless Telegraphy, McGraw-Hill Book Company (traduction en anglais de l'édition de 1907), 1915.
- [3] Collin, Field Theory of Guided Waves.
- [4] Wait J.R, "The Ancient and Modern History of EM Ground-Wave Propagation", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol.40, No. 5, pp. 7-24, October 1998.
- [5] R.W.P King, M.F. Brown, "Lateral Electromagnetic Waves Along Plane Boundaries: A Summarizing Approach", Proceedings of the IEEE, Vol. 72, No. 5, pp. 595- 611, mai 1984.
- [6] K.A. Norton "The Propagation of Radio Waves Over The Surface of the Earth and in the Upper Atmosphere, Part I", Proceeding of the IRE, Vol. 24, No. 10, pp. 1367-1387, October 1936.
- [7] A. N. Sommerfeld, "Propagation of waves in wireless telegraphy," Ann. Phys. (Leipzig), vol. 28, pp. 665–737, 1909.
- [8] K. A. Norton, "The propagation of radio waves over the surface of the earth and in the upper atmosphere," Proc. IRE, vol. 24, p. 1367, 1936; Proc. IRE, vol. 25; p. 1203, 1937; and Proc. IRE, vol. 25, p. 1192, 1937.
- [9] D. E. Kerr (ed.), Propagation of Short Radio Waves, MIT Radiation Lab Series, vol. 13, New York: McGraw-Hill Book Co., 1951.
- [10] E. C. Jordan and K. G. Balmain, Electromagnetic Waves and Radiating Systems, 2nded., New York: Prentice-Hall, 1958.
- [11] J. R. Wait, "Electromagnetic Surface Waves," in Advances in Radio Research, ed. by J. A. Saxton, London and New York: Academic Press, 1964.
- [12] H. M. Barlows and J. Brown, Radio Surface Waves, Oxford: Clarendon Press, 1962.
- [13] F.J. Zucker, "Surface Wave Antennas", Ch. 10 in Antenna Engineering Handbook, H. Jasik, Ed., McGraw-Hill Book Company, New York, 1961.
- [14] R. F. Harrington. Field Computation by Moment Methods. IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory. Wiley-Blackwell, 1993.

- [15] G. J. Burke and A. J. Poggio. Numerical Eletromagnetic Code (NEC): Method of Moments, PART. III: User Guide. Lawrence Livermire Laboratory, 1981.
- [16] U. Jakobus, M. Bingle, M. Schoeman, J. J. van Tonder, and F. Illenseer. Tailoring feko for microwave problems. Microwave Magazine, IEEE, pages 76–85, 2008.
- [17] S. Humphries JR. Field Solutions on Computers. CRC Press, 1997.
- [18] [http : //www.empire.de](http://www.empire.de). Empire xcel, 2014.
- [19] R. Cuggia, "Modélisation de structures antennaires VLF/LF: étude de l'influence de la structure, des composants associés et de l'environnement en vue de leur optimisation", Thèse Doctorat, UNIVERSITE de Nice-Sophia Antipolis, 2010.



# *Chapitre 2*

## **Modélisation des antennes conventionnelles rayonnant en ondes de surface**

### **1. Introduction**

Les industriels spécialisés dans le domaine de diffusion et de conception de réseaux de télécommunications, travaillent sur la diffusion de données par ondes de surface depuis près d'une décennie. Ils ont développé des dispositifs antennaires favorisant ce mécanisme de propagation de la radiodiffusion et du développement d'un radar à ondes de surface.

Plusieurs exemples d'antennes à ondes de surface de base ou avancées utilisées pour les télécommunications par ondes de surface sont présentés dans ce chapitre. Les principes de fonctionnement, les structures, les performances typiques et quelques formules basiques pour le dimensionnement sont proposées.

L'objectif de ce parti sera donc de faire un inventaire des structures antennaires rayonnant en ondes de surface et présentant des caractéristiques intéressantes soit en termes de caractéristiques de rayonnement, soit en termes de phénomène de réflexion. Le problème qui se pose alors est de rechercher l'antenne qui satisfait la condition fondamentale pour rayonner en onde de surface, cette condition a été déclarée comme suit : «à la direction de rayonnement transversale (the broadside direction), l'antenne à ondes de surface exhibée un rayonnement presque nul et acquiert un rayonnement comme le cas d'une antenne monopôle » [1].

### **2. L'antenne dipôle**

#### ***Présentation :***

Comme il est déclaré au sein de chapitre précédent, l'étude de la propagation d'ondes de surface avec un dipôle vertical comme source à la présence soit d'une terre plane ou sphérique est un problème classique. Il a été initialement formulé par Sommerfeld en 1909 et révisé par Norton dans les années trente pour les applications d'ingénierie.

Comme définition, une antenne demi-onde, ou dipôle demi-onde, est faite de deux tiges, brins conducteurs, ou tubes ayant chacune une longueur égale à  $\frac{1}{2}$  de la longueur d'onde de la fréquence émise. Il s'agit de l'unité fondamentale à la base de plusieurs antennes complexes. Pour une telle antenne, le courant électrique est maximal au centre et minimal aux extrémités.

Inversement, la tension est minimale au centre et maximale aux extrémités (figure 2.1).

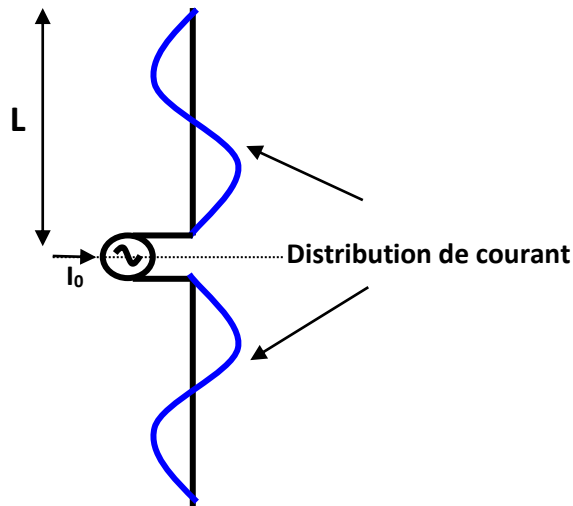


Fig. 2.1. Dipôle demi-onde.

Le dipôle  $\lambda/2$  est un cas pratique rencontré fréquemment pour plusieurs raisons dont :

- Circuit accordé résonnant, donc à faible réactance d'entrée,
- résistance d'entrée suffisamment élevée pour faciliter l'adaptation.

Le champ électrique et magnétique produit par ce type d'antenne s'obtient directement de l'équation (2.1) à (2.4) en accordance avec la figure 2.2 [2]:

$$\vec{E}_r = 2 \frac{\eta \beta^2 I_0 h}{4\pi} \cos \theta \left( \frac{1}{\beta^2 r^2} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \tag{2.1}$$

$$\vec{E}_\theta = \frac{\eta \beta^2 I_0 h}{4\pi} \sin \theta \left( \frac{1}{\beta^2 r^2} + \frac{j}{\beta r} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \tag{2.2}$$

$$\vec{H}_\varphi = 2 \frac{\eta \beta^2 I_0 h}{4\pi} \sin \theta \left( \frac{1}{\beta^2 r^2} + \frac{j}{\beta r} \right) e^{-j\beta r} \tag{2.3}$$

$$\vec{E}_\varphi = \vec{H}_r = \vec{H}_\theta = \vec{0} \tag{2.4}$$

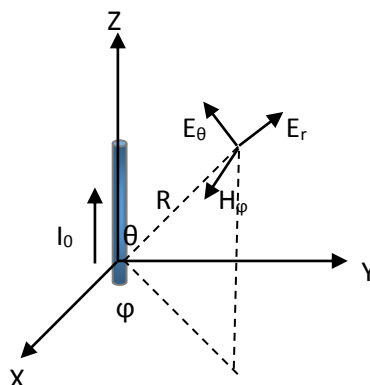


Fig. 2.2. Champ rayonné par une antenne dipôle.

Ces expressions font apparaître des termes réels et imaginaires. Dans le calcul du vecteur de Poynting, les termes réels correspondent à la puissance active, celle transportée par l'onde progressive, alors que les termes imaginaires correspondent à la puissance réactive, celle conservé par une onde stationnaire qui ne se propage pas et reste au voisinage du doublet. A proximité de l'antenne (zone de champ proche) le champ électrique est prédominant.

Seules termes réels persistent, l'onde formée est donc une onde progressive. L'antenne rayonne! En outre, seuls les champs E et H forment une onde TEM puisqu'elles sont forment un trièdre direct avec la direction de propagation. On peut remarquer aussi que la polarisation de l'onde est rectiligne. Il est possible de déterminer les propriétés suivantes à cette antenne :

- la directivité de l'antenne est égale à l'équation (2.5). Elle est identique à celle du dipôle électrique [2]:

$$D(\theta) = \frac{3}{2} \sin^2 \theta \quad (2.5)$$

- Si les pertes sont négligeables, le gain de l'antenne est de 1.5 ou 1.76 dBi.
- L'angle d'ouverture à 3 dB est de 90°.
- la résistance de rayonnement est égale à l'équation (2.6) [2]. Plus le rapport entre la longueur du doublet sur la longueur d'onde augmente, plus le rayonnement devient efficace.

$$R_{rad} = 80 \left( \frac{\pi h}{\lambda} \right)^2 \quad (2.6)$$

### Simulation électromagnétique :

Une simulation électromagnétique avec un dipôle cylindrique de longueur demi-onde et de rayon fini est réalisée. Les paramètres de telle antenne sont résumés au tableau 2.1 et la structure simulée est présentée à la figure 2.3.

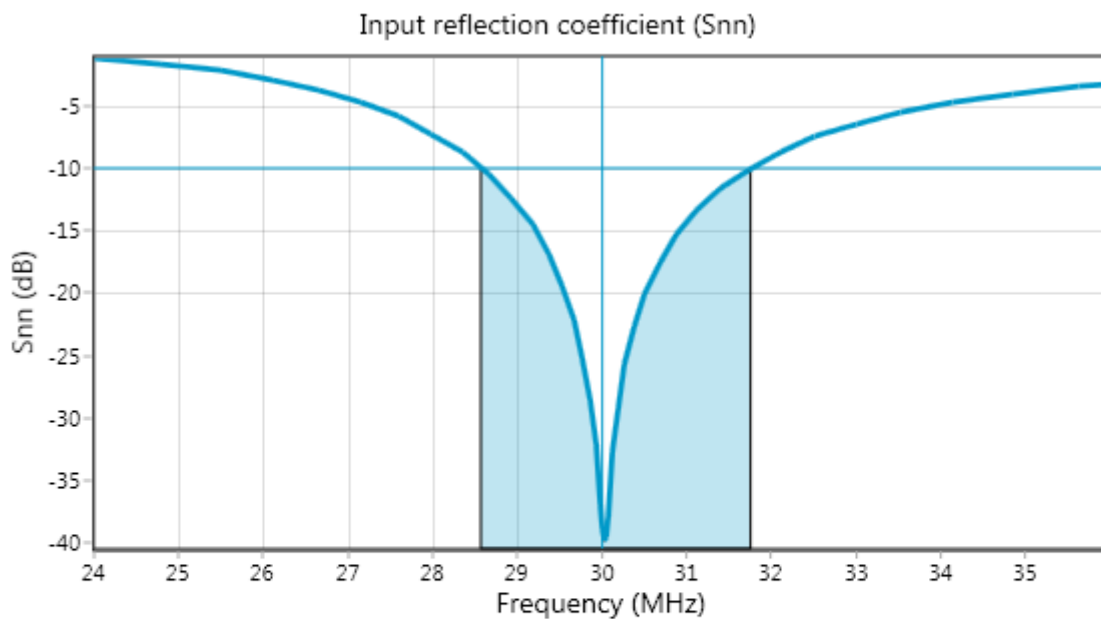
Le nom	La description	La valeur
$f_0$	La fréquence centrale	30 MHz
D	Le diamètre de dipôle	19.9 mm
L	La longueur de dipôle	4.76 m

Tab. 2.1. Les paramètres physiques de l'antenne dipôle.



Fig. 2.3. Structure d'antenne dipôle simulée.

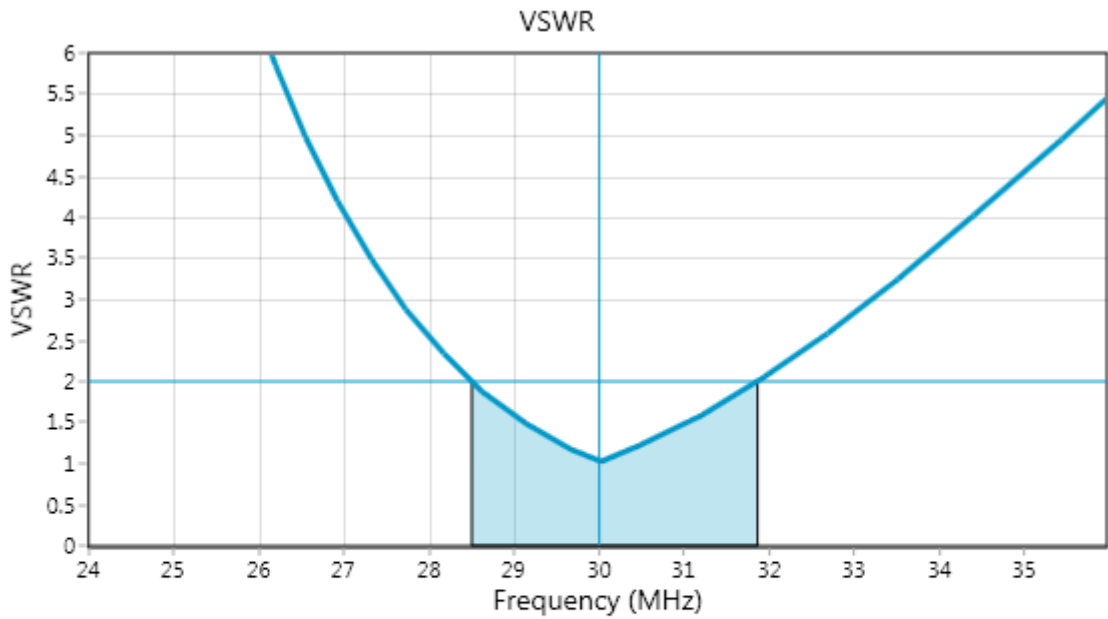
La simulation comporte d'un port d'excitation. L'adaptation d'impédance est obtenue à 30 MHz. L'étude des paramètres  $S_{11}$  montre que la bande passante à -10 dB est d'environ 10.55 % comme il est illustré à la figure 2.4. Ainsi que la figure 2.3 représente des informations sur les lectures de quelques paramètres importants comme le minimal de pic  $s_{11}$  qu'est d'environ de -40 dB à la fréquence de travail 30 MHz.



Reference impedance @ port 1	—	73 Ω
Frequency at which S11 = -10 dB	—	28.58 MHz 31.75 MHz
Minimum S11 value	—	-39.85 dB @ 30.04 MHz

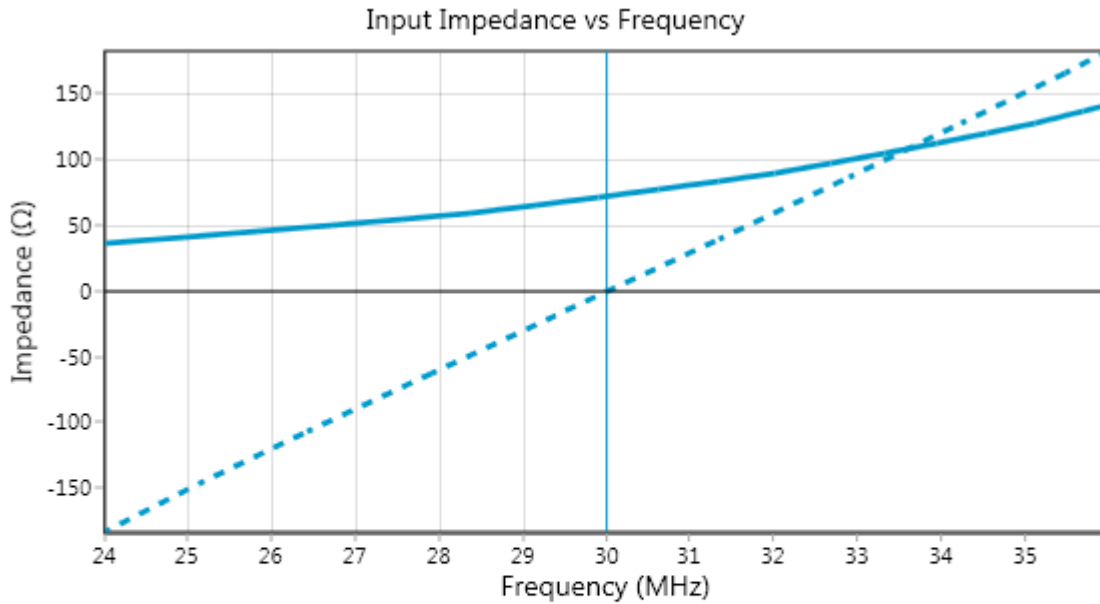
Fig. 2.4. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Pour plus confirmer les performances électromagnétiques de telle antenne, le taux d'onde stationnaire (ROS) ou the voltage standing wave ration (VSWR) est représenté à la figure 2.5.



Reference impedance @ port 1	—	73 Ω
Frequency at which VSWR = 2	—	28.49 MHz 31.86 MHz
Minimum VSWR value	—	1.021 @ 30.04 MHz

Fig. 2.5. La variation de VSWR en fonction de la fréquence.



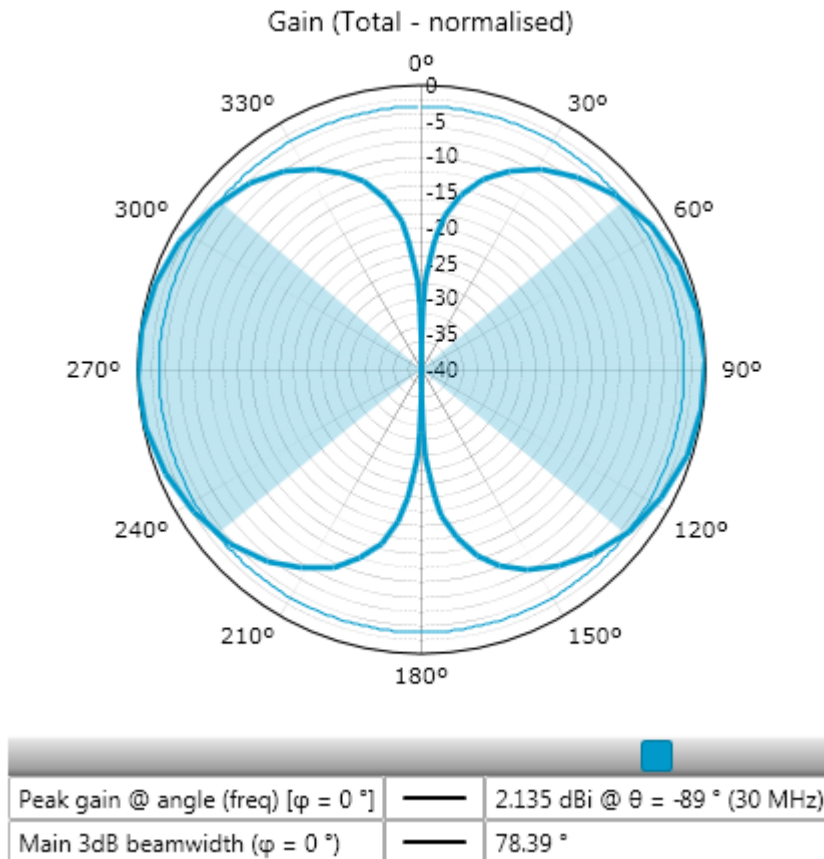
Peak real impedance @ frequency	—	141.3 Ω @ 35.99 MHz
Real impedance @ zero-crossing frequency	- - - -	71.48 Ω @ 30.02 MHz
Mean real impedance	—	76.93 Ω
Mean imaginary impedance	- - - -	-610.0e-3 Ω

Fig. 2.6. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.

Le VSWR inférieur à 2 qu'est respecté les chartes de tel paramètre [2]. Et toujours on représente des informations sur les lectures de quelques paramètres importants au-dessus de la figure.

Avant de passer au caractéristiques de rayonnement, on termine cette phase par le calcul de l'impédance d'entrée qu'est graphiquement illustrée à la figure 2.6. L'impédance est typiquement  $73 \Omega$  qu'est une valeur double par rapporte à l'antenne monopôle qu'est l'on verra ensuite.

En fin, Les caractéristiques de rayonnement sont illustrées à la figure 2.7. L'antenne dipôle possède une excellente isotropie en puissance. Le gain à la fréquence de résonance est égal à 2.13 dBi et l'angle d'ouverture à 3 dB est  $78^\circ$ . La polarisation est essentiellement rectiligne. L'antenne est aussi omnidirectionnelle dans le plan H, puisque le diagramme de rayonnement ne dépend pas de  $\phi$ .



**Fig. 2.7. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle.**

On constate que ce type d'antenne est une bonne candidate pour l'employer en le mode de propagation par onde de surface. Cependant sa inconvénient majeure qu'est représenté à sa grande longueur surtout aux bases fréquences exige de rechercher sur d'autre type à faible encombrement. Comme une solution primaire, l'utilisation d'une antenne monopôle est requise.

### 3. Antenne monopôle

#### Présentations :

La présence d'un plan de masse en dessous d'un dipôle va modifier ses propriétés et son diagramme de rayonnement, en raison de la réflexion produite par le plan métallique. Un monopôle correspond à un cas particulier où un demi – dipôle demi-onde (une seule tige de longueur  $L$ ), est placé verticalement au-dessus d'un plan de masse supposé idéal. L'excitation est connectée entre la tige restante et le plan de masse (la figure 2.8). Cette antenne s'apparente à un dipôle demi-onde qui fonctionne à une fréquence telle que  $L = \lambda/4$ . L'antenne est alors en résonance [3].

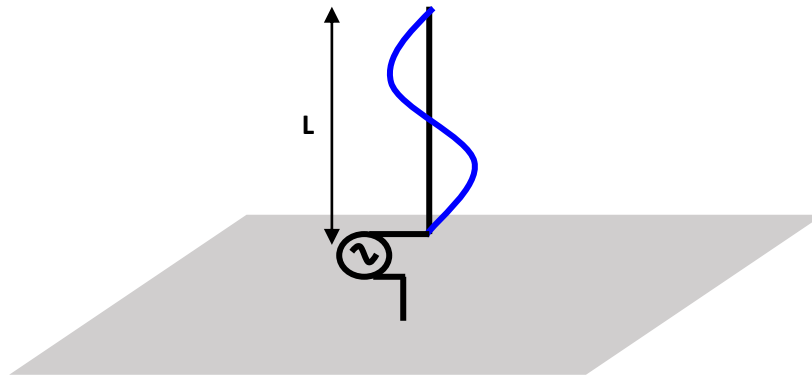


Fig. 2.8. Monopôle quart-onde.

Le monopôle est donc créée en divisant un dipôle (dit équivalent) en deux par le milieu à son point d'alimentation ; et en alimentant l'unique bras par rapport au plan conducteur assumé infini (plan de masse). Les courants induits sur le plan conducteur produisent une image un peu comme dans un miroir. La figure 2.9 résume la théorie des images, laquelle découle de l'application des conditions aux limites sur un conducteur parfait [4].

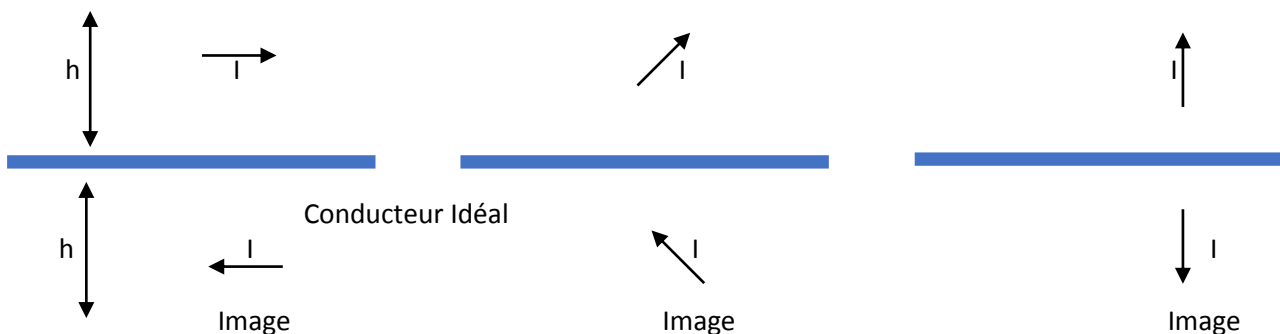


Fig. 2.9. Courant miroir avec plan conducteur.

Quelle que soit la longueur du monopôle, en appliquant un courant sur la borne du monopôle, la tension par rapport à la masse sera la moitié de celle qui apparaîtrait aux bornes du dipôle équivalent excité par le même courant. L'impédance d'entrée du monopôle vaut donc la moitié de celle du dipôle équivalent (équation (2.7) [4]):

$$Z_{a_{mon}} = \frac{V_{in_{mon}}}{I_{in_{mon}}} = \frac{1}{2} \frac{V_{in_{dip}}}{I_{in_{dip}}} = \frac{1}{2} Z_{a_{dip}} \quad (2.7)$$

Il en va de même pour la résistance de rayonnement. Par contre, le monopôle ne rayonne la puissance totale émise que sur une demi-sphère à cause de la présence du plan conducteur. Ainsi, la directivité d'un monopôle vaut le double de celle du dipôle équivalent (équation (2.8) [4]):

$$D_{mon} = \frac{4\pi}{\Omega_{a_{mon}}} = \frac{4\pi}{\frac{1}{2}\Omega_{a_{dip}}} = 2D_{dip} \quad (2.8)$$

Le monopôle court d'une longueur  $l=h/2$  ( $h$  est la hauteur du monopôle avec son image i.e. la hauteur du dipôle équivalent) ne rayonne que dans l'hémisphère supérieur. La puissance totale émise ne vaut que la moitié de celle du dipôle équivalent alimenté par un même courant d'entrée, d'où, avec une distribution triangulaire du courant (équation (2.9) [4]):

$$R_{rcourmon} = 10\pi^2 \left( \frac{h}{\lambda} \right)^2 \quad (2.9)$$

On stipule que le plan conducteur idéal doit avoir une superficie de l'ordre de  $10\lambda \times 10\lambda$ . Cependant, un plan conducteur plus petit fait l'affaire si on ne se préoccupe pas des champs proches [5].

### **Simulation électromagnétique :**

Cette seconde antenne part d'un monopôle cylindrique et orthogonal à un plan de masse carré que il s'agit d'un plan infini formé par un conducteur parfait. Electriquement, il représente une équipotentielle. Les paramètres de telle antenne sont résumés au tableau 3.2 et la structure simulée est présentée à la figure 2.10

Le nom	La description	La valeur
$f_0$	La fréquence centrale	30 MHz
D	Le diamètre de monopôle	19.9 mm
H	La longueur de monopôle	2.38 m

**Tab. 2.2. Les paramètres physiques de l'antenne monopôle.**



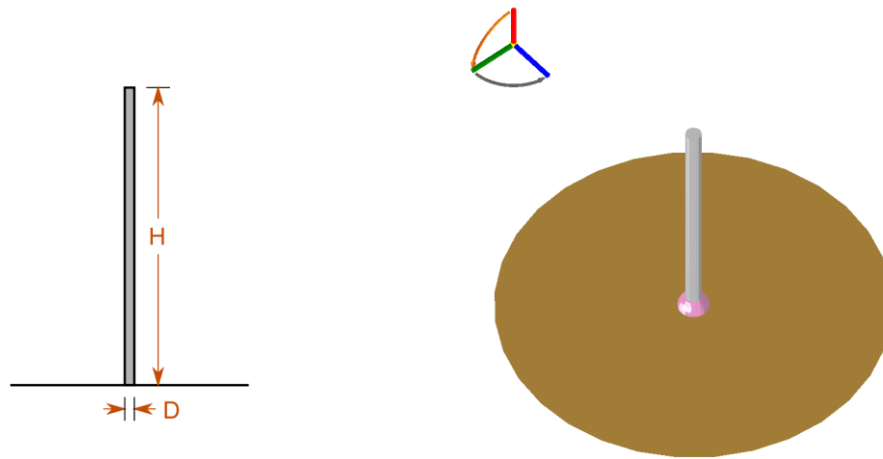
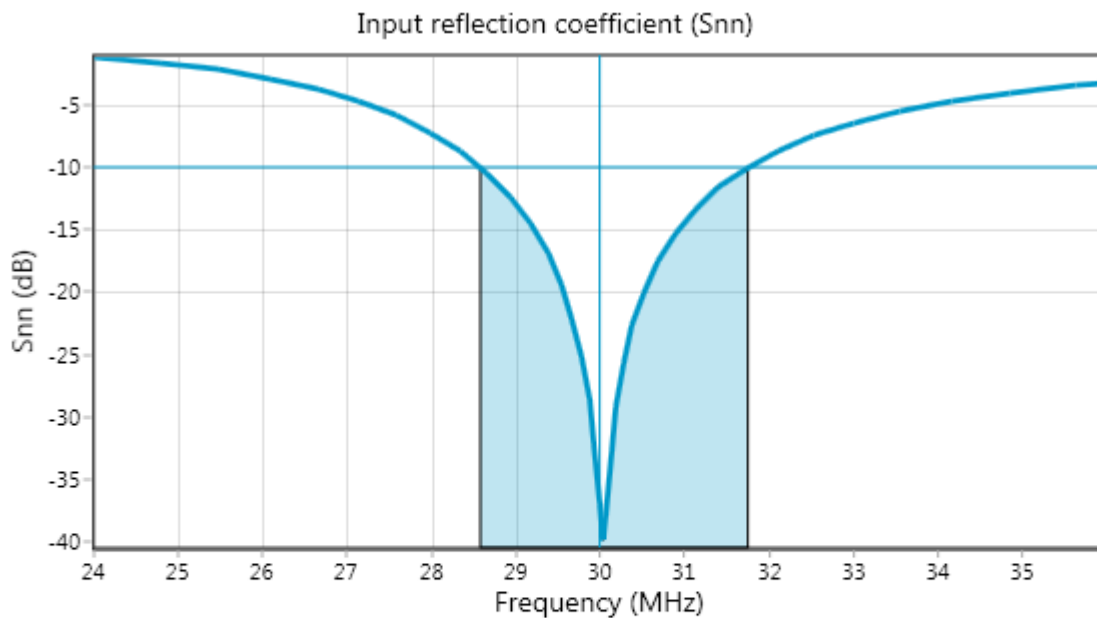


Fig. 2.10. Structure d'antenne monopôle simulée.

La figure 2.11 représente le coefficient de réflexion avec sa valeur minimale, -40 dB que correspondant à la fréquence de résonance, 30 MHz, ainsi que la bande passante à -10 dB est d'environ 10.5 %. En raison du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le demi-plan au-dessus du plan de masse. L'impédance d'entrée est illustrée à la figure 2.12. L'impédance est typiquement  $36.5 \Omega$  qu'est presque une valeur moitié par rapporte à l'antenne dipôle précédente. Des informations supplémentaires sont marquées au-dessous de chaque courbe de ces résultats.



Reference impedance @ port 1	—	36.5 $\Omega$
Frequency at which S11 = -10 dB	—	28.58 MHz 31.75 MHz
Minimum S11 value	—	-39.85 dB @ 30.04 MHz

Fig. 2.11. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

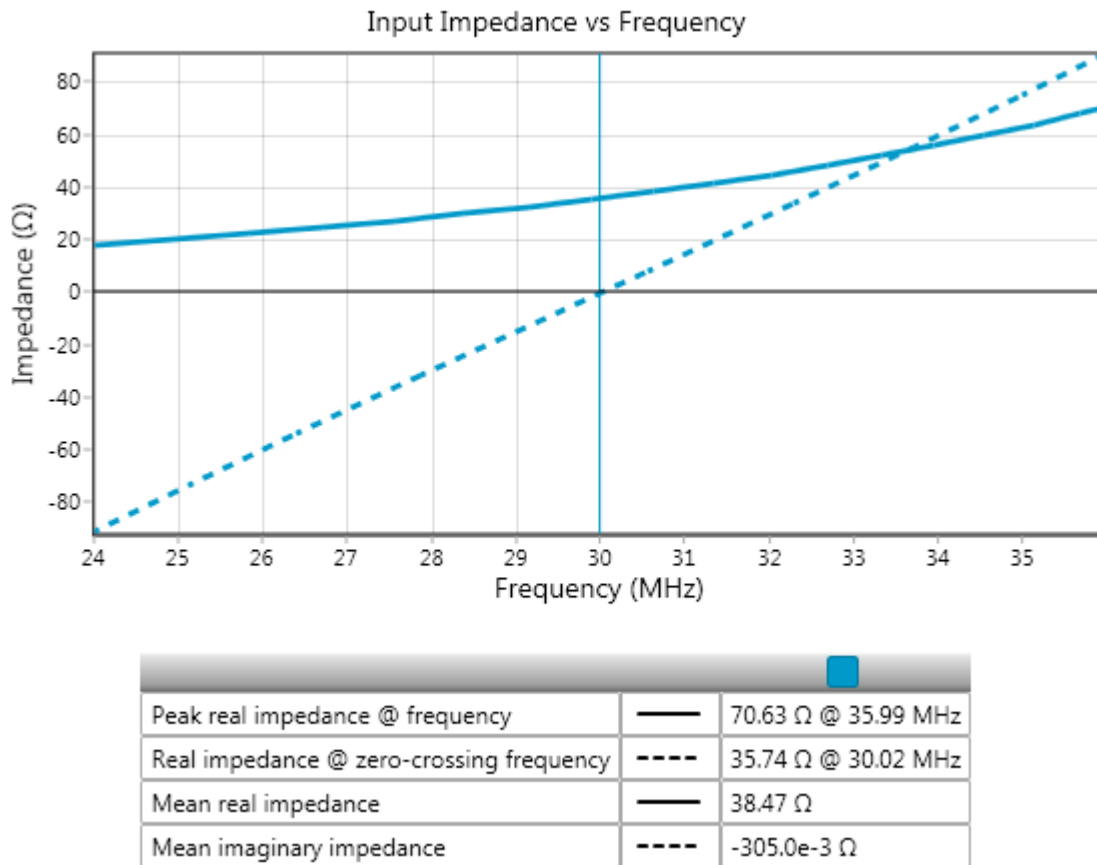


Fig. 2.12. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.

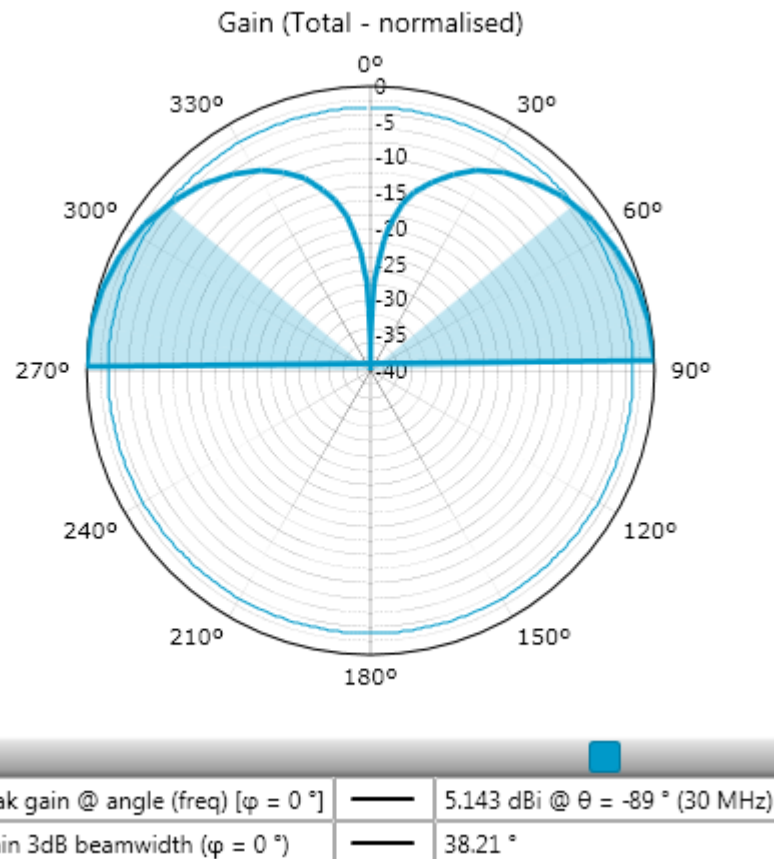


Fig. 2.13. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne monopôle.

En raison du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le demi-plan au-dessus du plan de masse [6], la figure 2.13 illustre le diagramme de rayonnement de cette antenne. On rappelle que la polarisation verticale est toujours employée pour répondre à une condition principale pour ces systèmes antennaires rayonnent en onde de surface.

D'après ces études on peut juger que l'antenne monopôle a donc les mêmes propriétés qu'une antenne dipôle pour un encombrement deux fois plus faible. Malgré le monopôle résoudre un grand problème dans ce que concerne l'encombrement verticale mais à cause de plan de masse qu'il est suffisamment large exige de chercher d'autre type des antennes pour faire rayonner on onde de surface avec le moindre encombrement pour cela on peut proposer le monopôle intermédiaire (figure 2.14b), l'antenne en L inversé (figure 2.14c) et l'antenne en F inversé (figure 2.14d) ou on peut aussi exploite l'antenne boucle qu'elle dit par fois le dipôle magnétique [5]. Toutes ces antennes sont des versions miniaturisées des antennes dipôles.

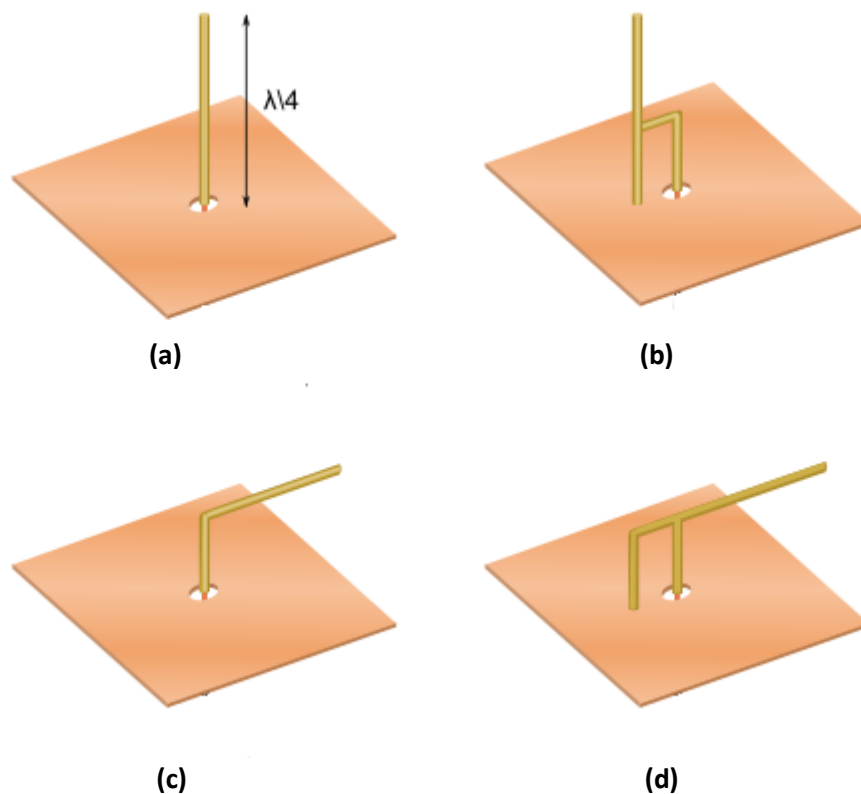


Fig. 2.14. D'autres configurations pour l'antenne monopôle.

#### 4. L'antenne boucle

Le dipôle magnétique est constitué d'une boucle circulaire de courant dont l'appellation plus usuelle d'antenne boucle. Elle est la forme duale – c.f. dualité des équations électromagnétiques – du dipôle électrique. D'ailleurs, si la boucle est petite électriquement, le

courant est assumé assez uniforme et son comportement ressemble à celui d'un dipôle de Hertz. Les équations (2.10) à (2.13) en accordance avec la figure 2.15 donnent les expressions générales des champs électriques et magnétiques générées par cette antenne [2]. Nous allons considérer le cas d'une boucle circulaire dont le rayon  $b$  est petit devant la longueur d'onde.

$$\vec{H}_r = j \frac{2\omega\mu\beta^2 I_0 \pi b^2}{4\pi\eta} \cos\theta \left( \frac{1}{\beta r} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \quad (2.10)$$

$$\vec{H}_\theta = j \frac{\omega\mu\beta^2 I_0 \pi b^2}{4\pi\eta} \sin\theta \left( \frac{1}{\beta^2 r^2} + \frac{j}{\beta r} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \quad (2.11)$$

$$\vec{E}_\phi = -j \frac{\omega\mu\beta^2 I_0 \pi b^2}{4\pi} \sin\theta \left( \frac{1}{\beta^2 r^2} + \frac{j}{\beta r} \right) e^{-j\beta r} \quad (2.12)$$

$$\vec{H}_\phi = \vec{E}_r = \vec{E}_\theta = \vec{0} \quad (2.13)$$

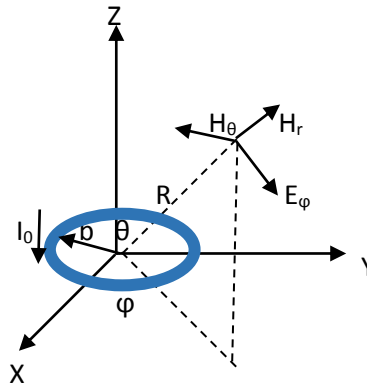


Fig. 2.15. Champ rayonné par une antenne boucle.

Les expressions sont proches de celles du dipôle électrique que donne la raison de l'appellation de La boucle élémentaire par un dipôle magnétique. Les équations du champ font aussi apparaître des termes réels et imaginaires, qui vont correspondre à la puissance active (onde progressive) et réactive (onde stationnaire). A proximité de l'antenne (zone de champ proche) le champ magnétique est prédominant [7].

Il est possible de déterminer les propriétés suivantes à cette antenne :

- L'antenne présente une symétrie de révolution puisque le champ ne dépend pas de  $\phi$ ,
- La fonction caractéristique de rayonnement est égale à l'équation (2.14) [2] :

$$r(\theta) = \sin^2(\theta) \quad (2.14)$$

- La directivité de l'antenne est égale à l'équation (2.15) [2]. Elle est identique à celle du dipôle électrique.

$$D(\theta) = \frac{3}{2} \sin^2(\theta) \tag{2.15}$$

- Si les pertes sont négligeables, le gain de l’antenne est de 1.5 ou 1.76 dBi.
- L’angle d’ouverture à 3 dB est de 90°.
- Soit S la surface de la boucle, la résistance de rayonnement est égale à l’équation (2.16) [2]. Plus le rapport entre la surface de la boucle sur la longueur d’onde augmente, plus le rayonnement ne devient plus efficace:

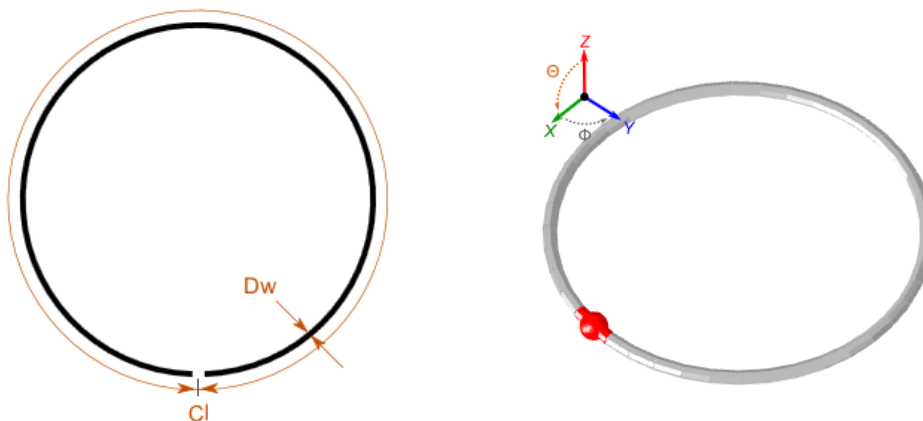
$$R_{rad} = 31170 \left( \frac{S}{\lambda^2} \right)^2 \tag{2.16}$$

**Simulation électromagnétique :**

Soit une antenne boucle circulaire dont la circonférence mesure exactement  $\lambda$  placée dans le plan xy comme sur la figure 2.16. On assume une distribution du courant fidèle à la théorie des lignes de transmission. Les paramètres de telle antenne sont résumés au tableau 3.2 et la structure simulée est présentée à la figure 2.16.

Le nom	La description	La valeur
f <sub>0</sub>	La fréquence centrale	30 MHz
Dw	Le diamètre de boucle	19.9 mm
Cl	la circonférence monopôle	10.69 m

**Tab. 2.3. Les paramètres physiques de l’antenne boucle.**



**Fig. 2.16. Structure d'antenne boucle simulée.**

La figure 2.17 représente le coefficient de réflexion avec ça valeur minimale (-40 dB) que correspondant à la fréquence de résonance (30 MHz), ainsi que la bande passante à -10 dB est d'environ 10.5 %. L’impédance d’entrée est illustrée à la figure 2.18. L’impédance d’entrée reste constant (autour 150 Ω). Ce paramètre prend une alternance un peu spécifique [8].

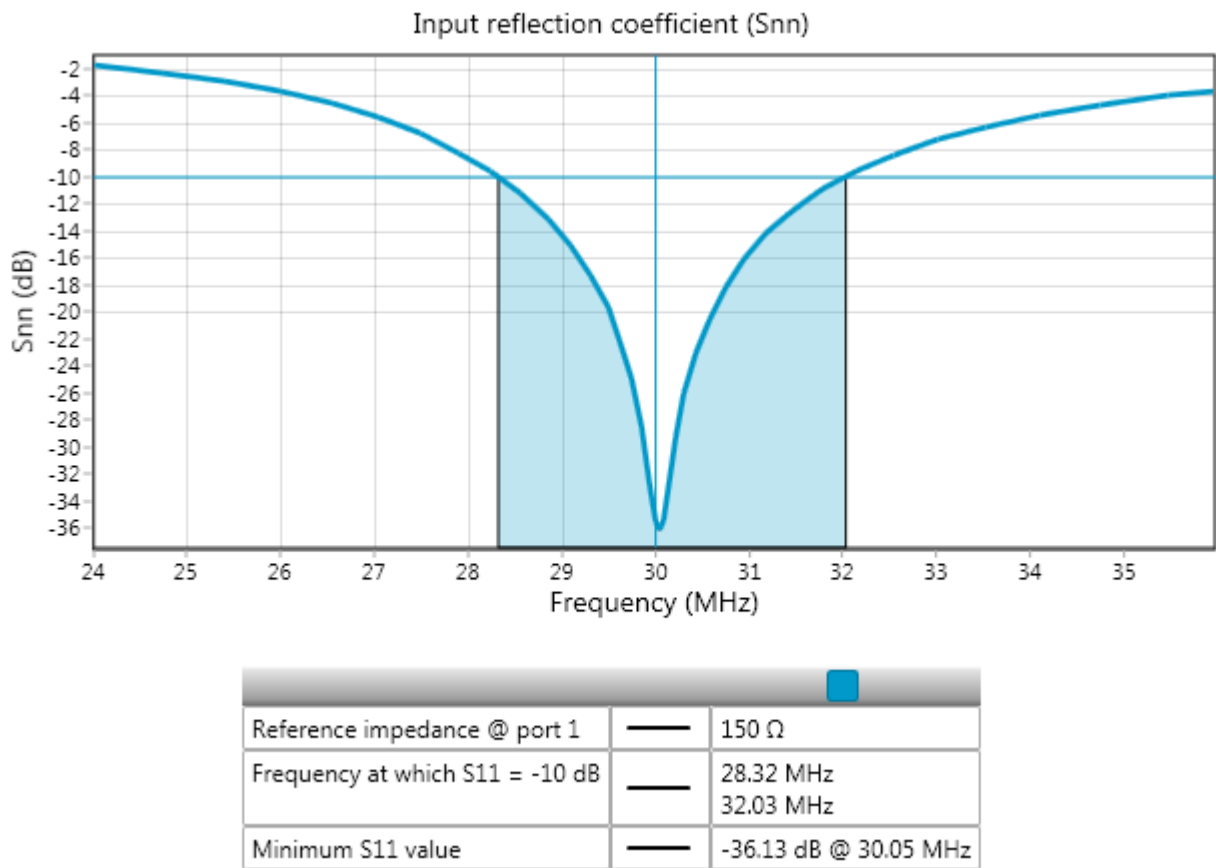


Fig. 2.17. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

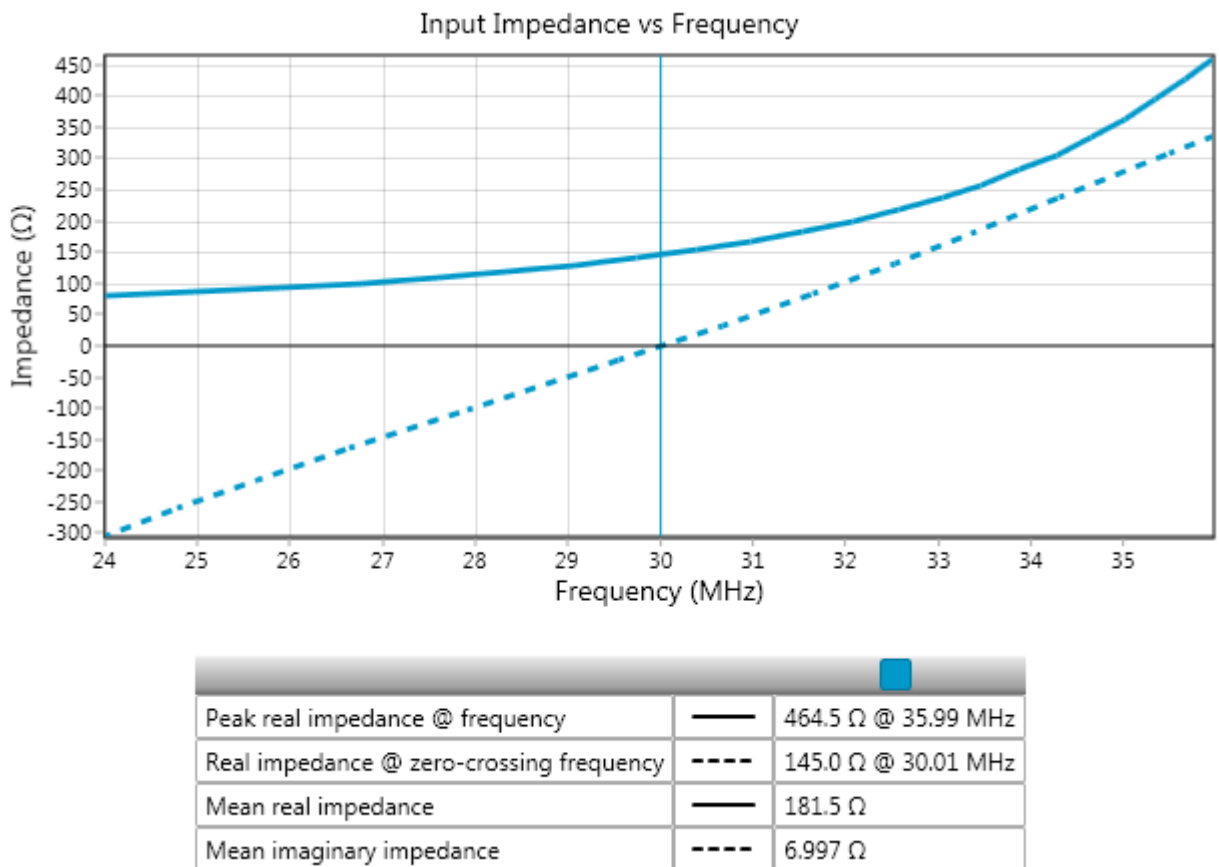


Fig. 2.18. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.

On termine cette phase par l'illustration de digramme rayonnement à la figure 2.19. Comme la circonférence est d'ordre de longueur d'onde, le rayonnement maximal lies a l'axe de la boucle qu'est perpendiculaire à son plan. Des informations supplémentaires sont marquées au-dessous de chaque courbe de ces résultats.

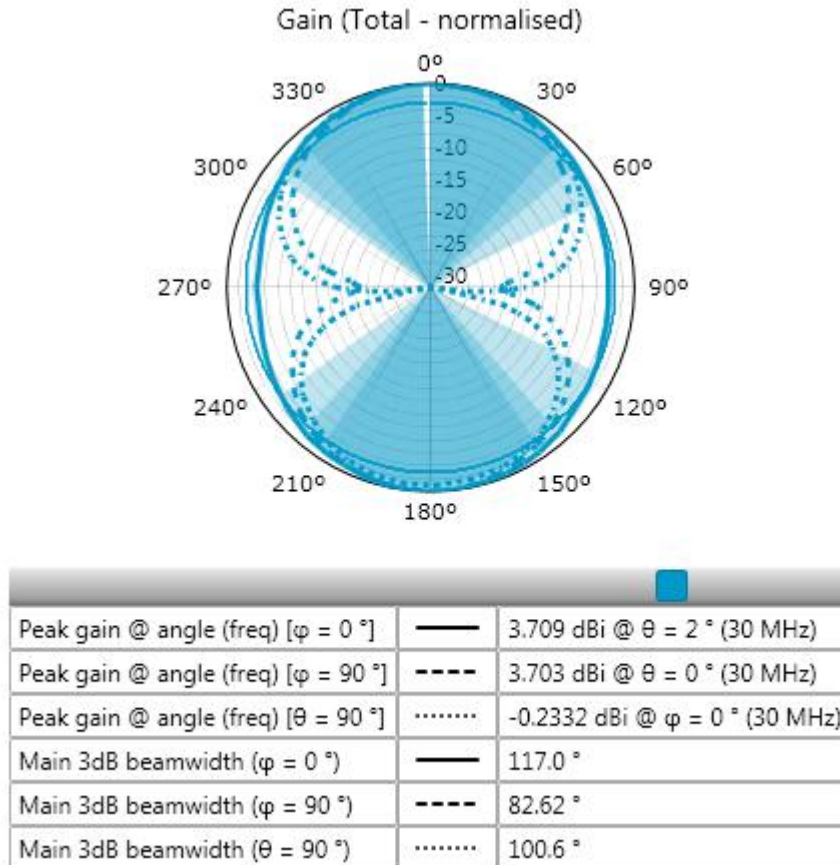


Fig. 2.19. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne boucle.

## 5. Antenne Yagi-Uda

### Présentations :

Cette fois ici, nous avons amenés à travailler sur une structure directive pour l'utiliser en mode de propagation par onde de surface. Cette structure c'est l'antenne Yagi-Uda que porte le nom de ces deux inventeurs japonais, Hidetsugu Yagi et Shintaro Uda [9]. Cette antenne repose sur le fait que l'adjonction d'éléments parasites non alimentés à proximité d'un dipôle peut modifier considérablement son diagramme de rayonnement [10].

Deux facteurs doivent être contrôlés avec précision, il s'agit de la distance entre les différents éléments et leurs dimensions. Le dipôle alimenté, appelé radiateur, est entouré d'un côté par un réflecteur, élément légèrement plus long que le radiateur et de l'autre côté par au moins un directeur, élément légèrement plus court que le radiateur [2]. La figure 2.20 présente un

exemple d'antenne Yagi-Uda de cinq éléments qui a trois directeurs, un radiateur et un réflecteur. Il est important de noter que plus le nombre d'éléments "parasites" est important plus la directivité obtenue est importante.

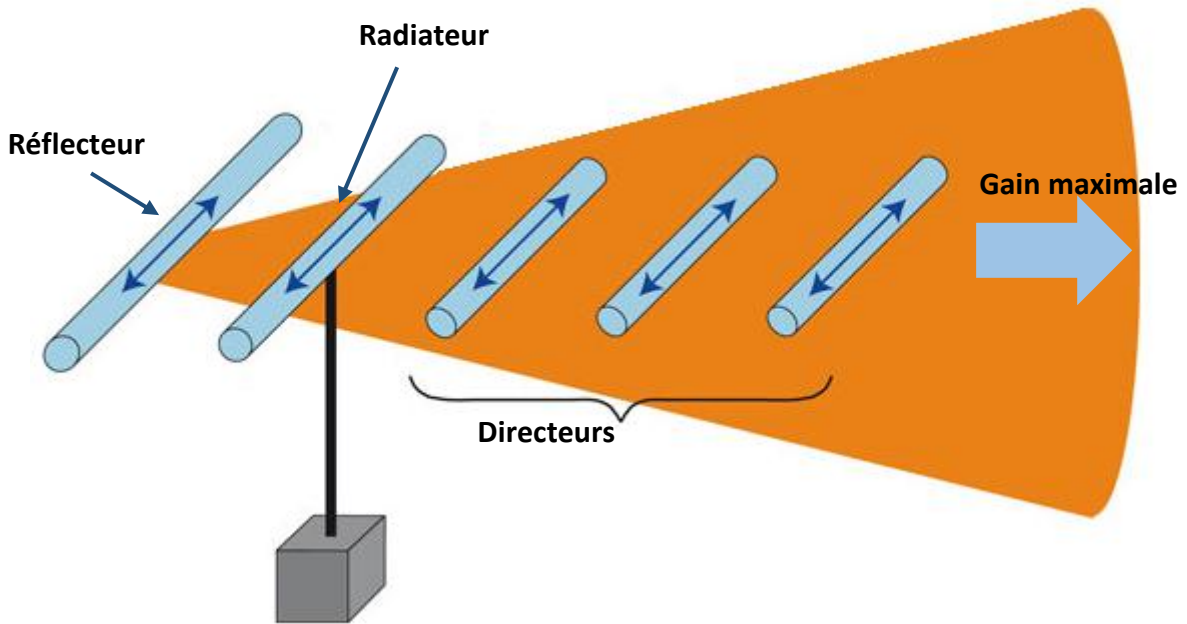


Fig. 2.20. Eléments constitutifs d'une antenne Yagi-Uda à 5 éléments.

**Simulation :**

Compte tenu des contraintes en dimension que nous nous sommes fixés, nous avons décidé de travailler avec des antennes Yagi-Uda présentant trois directeurs, un réflecteur et un élément radiateur en forme de dipôle comme on peut le voir sur la figure 2.21.

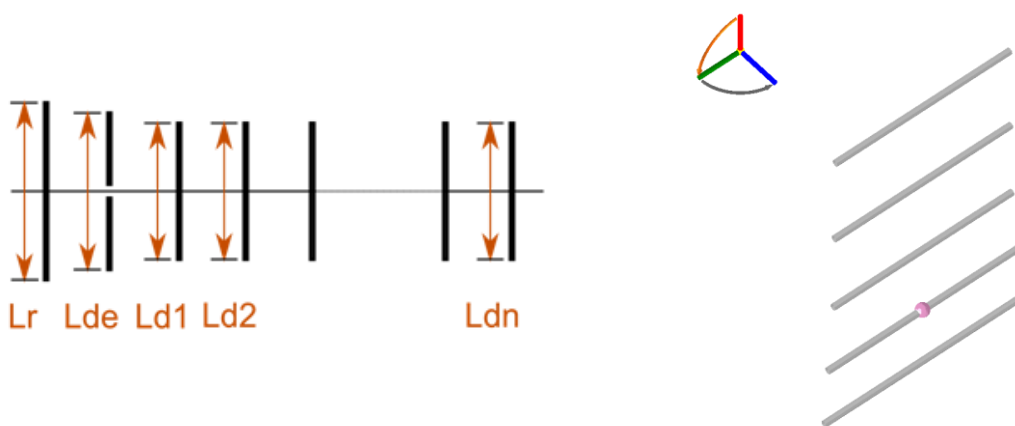


Fig. 2.21. Structure d'antenne Yagi-Uda simulée.

Les paramètres de telle antenne sont résumés au tableau 2.4 :

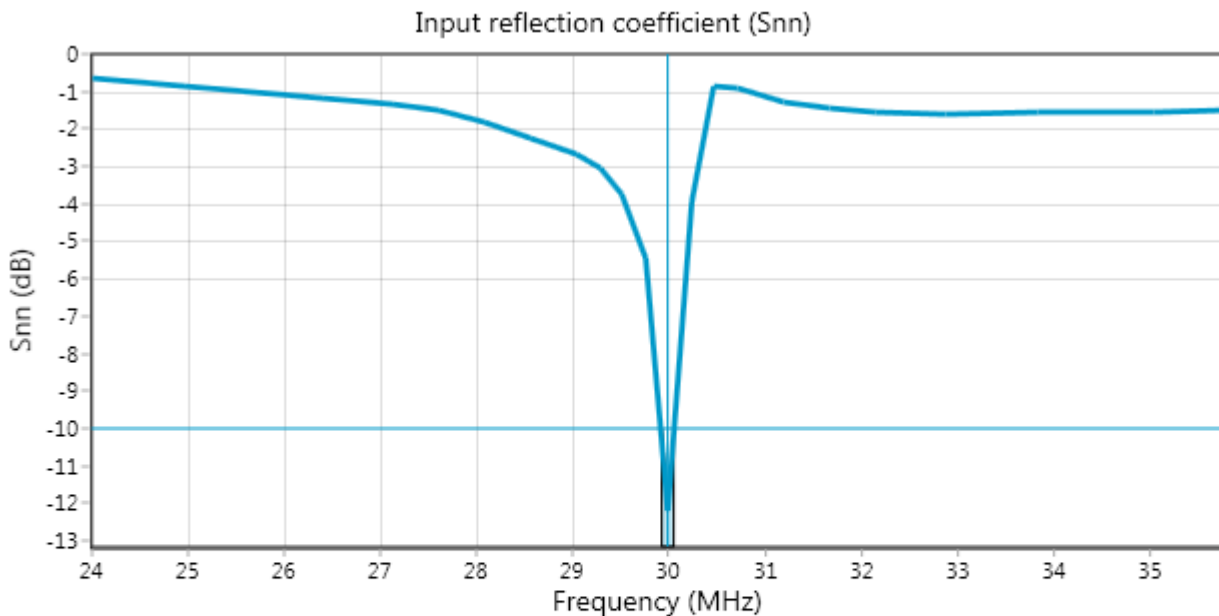


Le nom	La description	La valeur
$f_0$	La fréquence centrale	30 MHz
Lde	La longueur de radiateur	4.69 m
Lr	La longueur de réflecteur	4.97m
Ld1	La longueur de directeur1	4.68m
Ld2	La longueur de directeur2	4.62m
Ld3	La longueur de directeur3	4.75m

Tab. 2.4. Les paramètres physiques de l’antenne Yagi-Uda.

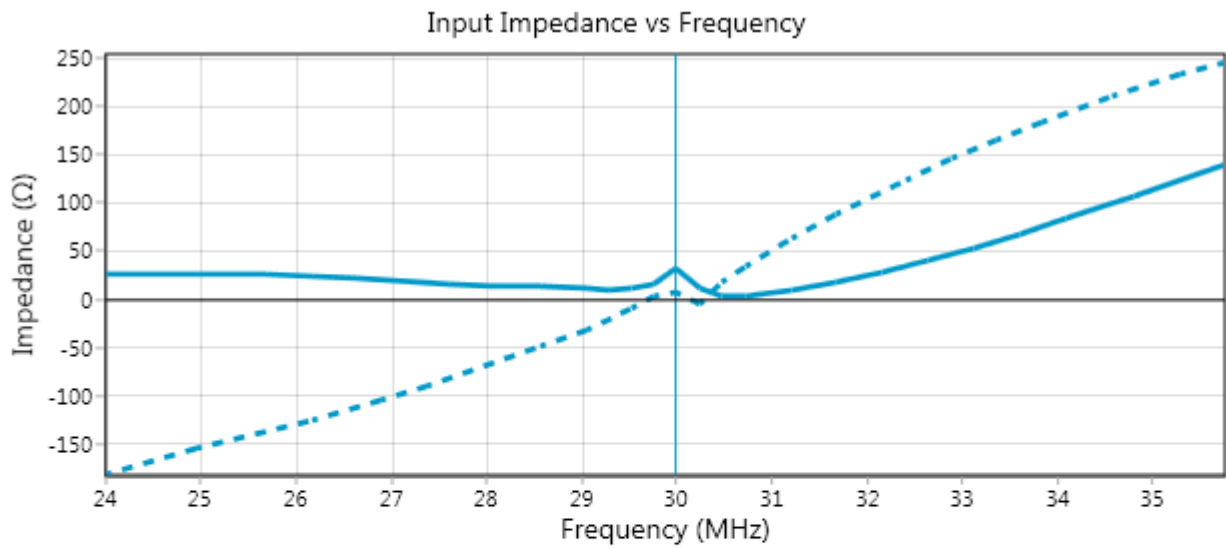
Le système simulé présente une bande passante de 0.82 MHz centré à 30 MHz, comme le montre la figure 2.22. L’impédance d’entrée à la figure 2.23 est extrêmement variable qu’elle est peut être contrôlée par le bon ajustement des longueurs des éléments ainsi que l’espacement entre eux.

La théorie des réseaux [11], démontré que des éléments rapprochés alimentés par des courants identiques mais en inversion de phase, produisent un diagramme de rayonnement en bout “end-fire” i.e. dont le lobe principal est alignée avec l’axe du réseau comme montré à la figure 2.24.



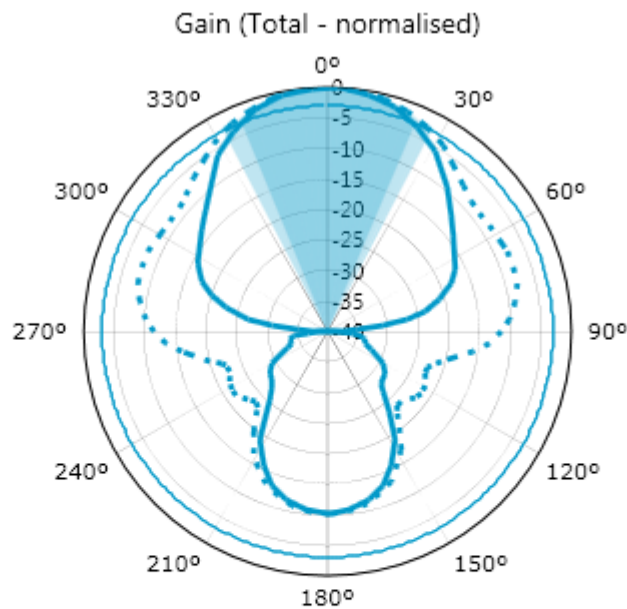
Reference impedance @ port 1	—	50 $\Omega$
Frequency at which S11 = -10 dB	—	29.92 MHz 30.06 MHz
Minimum S11 value	—	-12.19 dB @ 30 MHz

Fig. 2.22. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.



Peak real impedance @ frequency	—	148.6 Ω @ 36 MHz
Real impedance @ zero-crossing frequency	- - - -	13.94 Ω @ 29.69 MHz 18.94 Ω @ 30.15 MHz 9.419 Ω @ 30.29 MHz
Mean real impedance	—	40.38 Ω
Mean imaginary impedance	- - - -	23.22 Ω

Fig. 2.23. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.



Peak gain @ angle (freq) [ $\varphi = 0^\circ$ ]	—	10.30 dBi @ $\theta = 0^\circ$ (30 MHz)
Peak gain @ angle (freq) [ $\varphi = 90^\circ$ ]	- - - -	10.30 dBi @ $\theta = 0^\circ$ (30 MHz)
Main 3dB beamwidth ( $\varphi = 0^\circ$ )	—	45.43 °
Main 3dB beamwidth ( $\varphi = 90^\circ$ )	- - - -	54.78 °

Fig. 2.24. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne Yagi-Uda.

Dans la catégorie de rayonnement de type end-fire, On peut trouver aussi l'antenne diélectrique, "dite antenne cigare", constituée d'un barreau conique diélectrique excité par un guide d'onde rectangulaire ouvert (figure 2.25). Cette fois ici, le principe est basé sur la propriété des ondes de surface qui se déplacent dans le diélectrique un peu comme dans un guide d'onde.

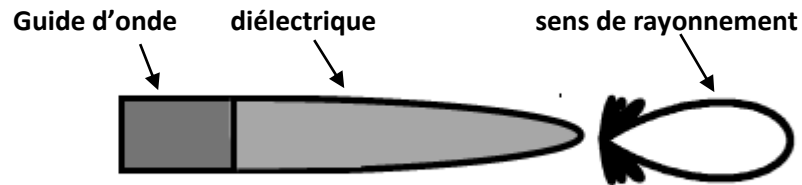


Fig. 2.25. Antennes diélectriques type cigare.

Toutes les antennes diélectriques ont un diagramme de rayonnement axial et une directivité proportionnelle à la longueur  $l$  du barreau. On trouve ainsi les caractéristiques de rayonnement d'un réseau uniforme à rayonnement longitudinal [12].

## 6. Antenne imprimée circulaire

### Présentation :

Les antennes patches (ou antennes imprimées) sont des antennes planaires généralement réalisées sur circuits imprimés. Elles sont couramment employées dans les communications mobiles étant donné leurs faibles dimensions et leur facilité d'intégration.

Dans sa structure de base, une antenne plaque est constituée d'un fin conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur en hyperfréquence et 9  $\mu\text{m}$  en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse (figure 2.26) [13].

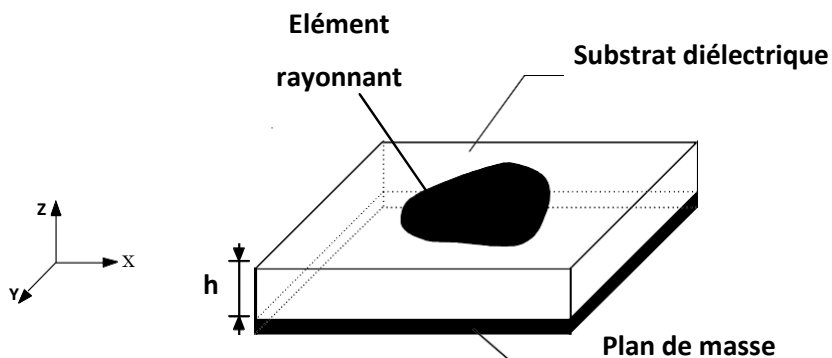


Fig. 2.26. Présentation d'une antenne plaque.

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées, de dimensions réduites (de l'ordre de  $\lambda/2$  à  $\lambda$ ), sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne. Le substrat diélectrique de faible épaisseur ( $h \ll \lambda$ ) sert de support à l'antenne, mais surtout influe directement sur ses performances [5].

On préférera des matériaux de faible permittivité ( $\epsilon_r < 3$ ), évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité, et de faibles pertes diélectriques ( $\tan \delta \leq 2.10^{-3}$ ) favorisant un meilleur rendement de l'aérien. De plus, du fait des agressions atmosphériques, les antennes plaques comportent souvent un "radôme" [5].

La compréhension physique du fonctionnement des antennes plaques passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par deux "murs magnétiques" transversaux à pertes (figure 2.27) [2].

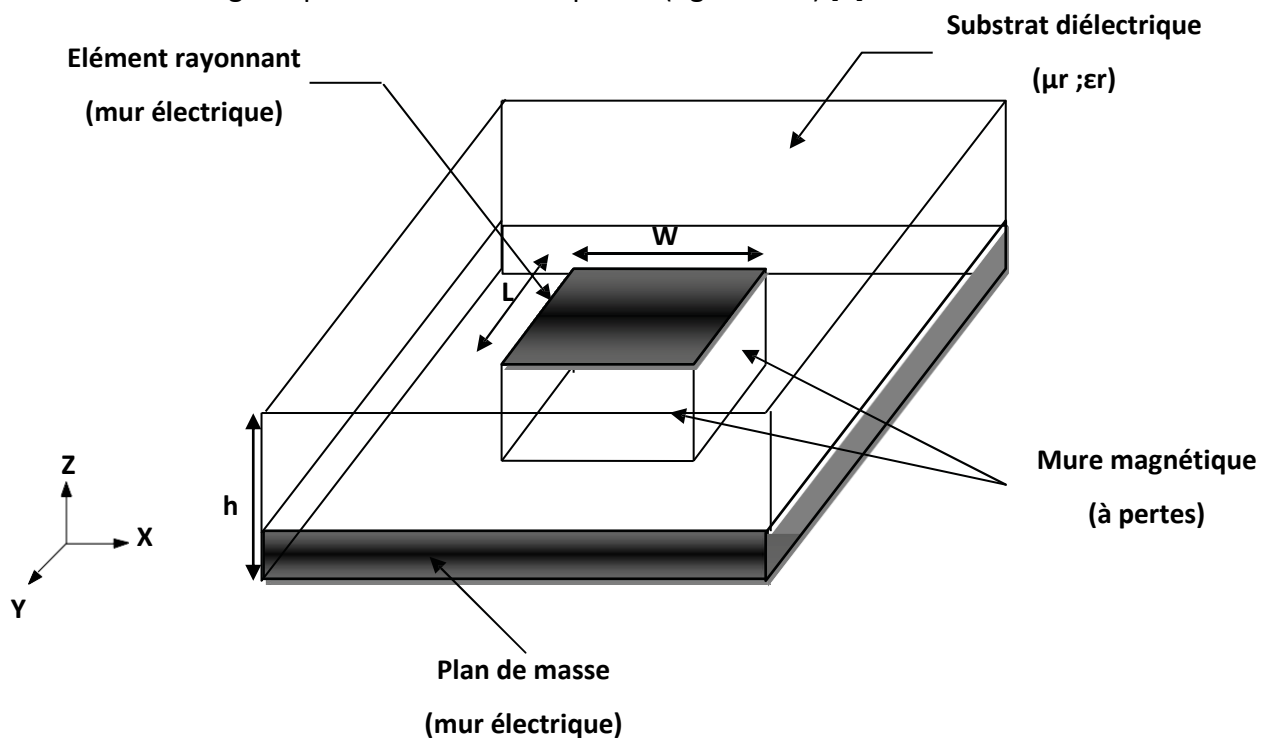


Fig. 2.27. Modèle de la cavité à fuite.

Cette cavité diélectrique emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées "fréquences de résonance", auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type  $TM_{mnp}$  (selon la direction  $z$ ) avec  $p = 0$ , pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de

fonctionnement. Cette méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension (L, W) [2] :

- La fréquence de résonance  $f_{mn}$

$$F_{m,n} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad (2.17)$$

- Longueur d'onde effective et la permittivité effective

$$\begin{cases} \lambda_e = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_e}} \\ \varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \times \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5}, \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.18)$$

- La distribution du champ électrique

$$E_x = E_y = 0 \quad E_z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \quad (2.19)$$

- La largeur du patch

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_e + 0.3) \frac{W}{h} + 0.264}{(\varepsilon_e - 0.258) \frac{W}{h} + 0.8} \quad (2.20)$$

- l'extension de longueur du patch

$$F_{m,n} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{eff}}\right)^2} \quad (2.21)$$

- la longueur du patch

$$L = L_e - 2\Delta L = \frac{\lambda_e}{2} - 2\Delta L \quad (2.22)$$

- Calcul de la position du point d'alimentation

$$R_{pos} = R_{in} \cos^2\left(\frac{\pi x}{L}\right) \Leftrightarrow x = \frac{L}{\pi} \arccos\left(\sqrt{\frac{R_{pos}}{R_{in}}}\right) \quad (2.23)$$

**Simulation électromagnétique :**

Généralement les antennes patch rectangulaire possèdent une polarisation rectiligne et une bande étroite. En revanche, les antennes patches circulaires font exception en présentant quant-à-elles une largeur de bande plus importante tout en gardant une polarisation rectiligne [14]. Egalement, ce choix est pour faire l'exploiter en onde de surface. Les dimensions choisies sont indiquées au tableau 2.5 .la structure simulée est présentée à la figure 2.28.

Le nom	La description	La valeur
$f_0$	La fréquence centrale	500 MHz
D	Le diamètre de patch circulaire	220.9 mm
Sf	Le décalage de point d'excitation	10.69 m
H	L'épaisseur du substrat	5.08 mm
$\epsilon_r$	La permittivité relative	2.5
$\tan\delta$	La tangente de perte	330e-6

Tab. 2.5. Les paramètres physiques de l'antenne patch circulaire.

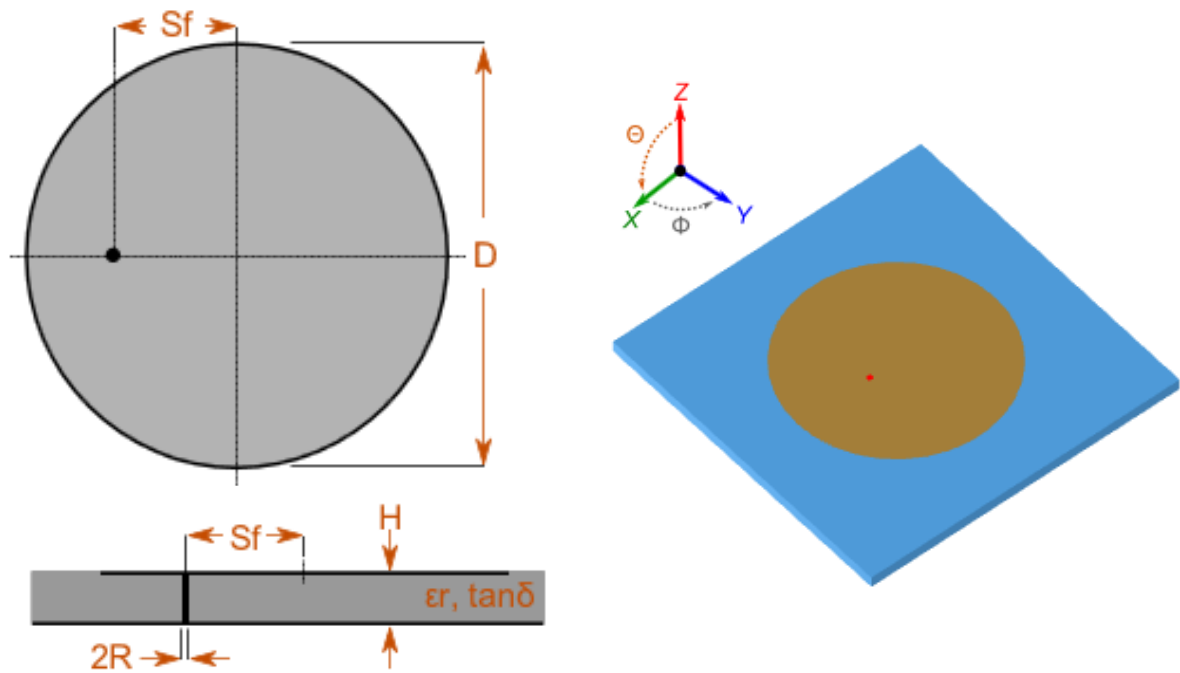
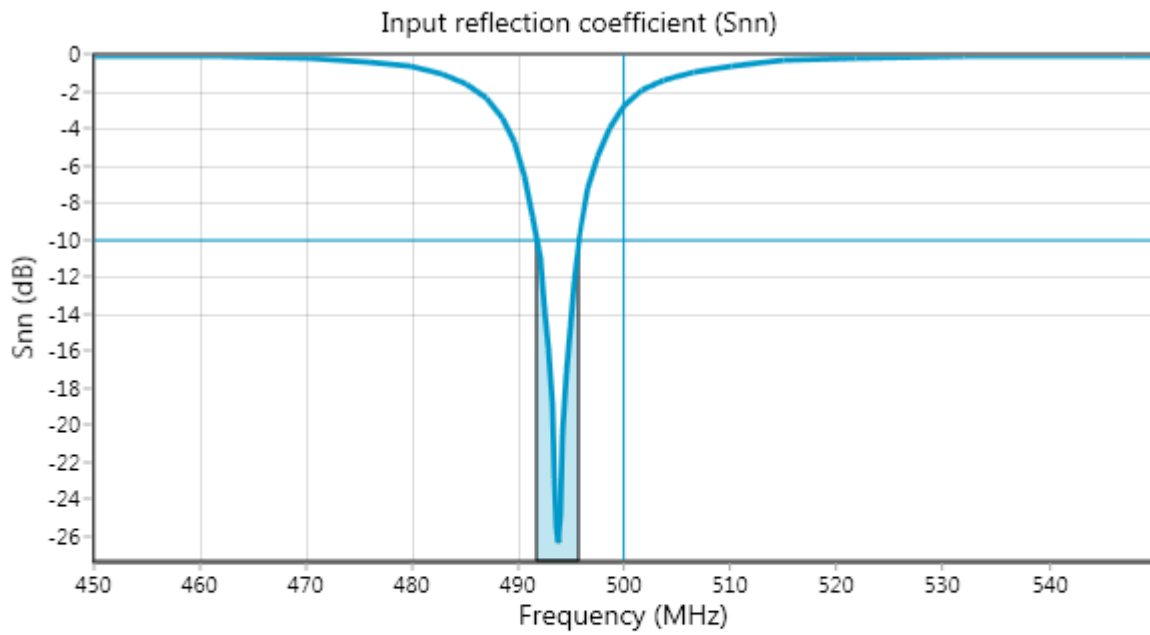


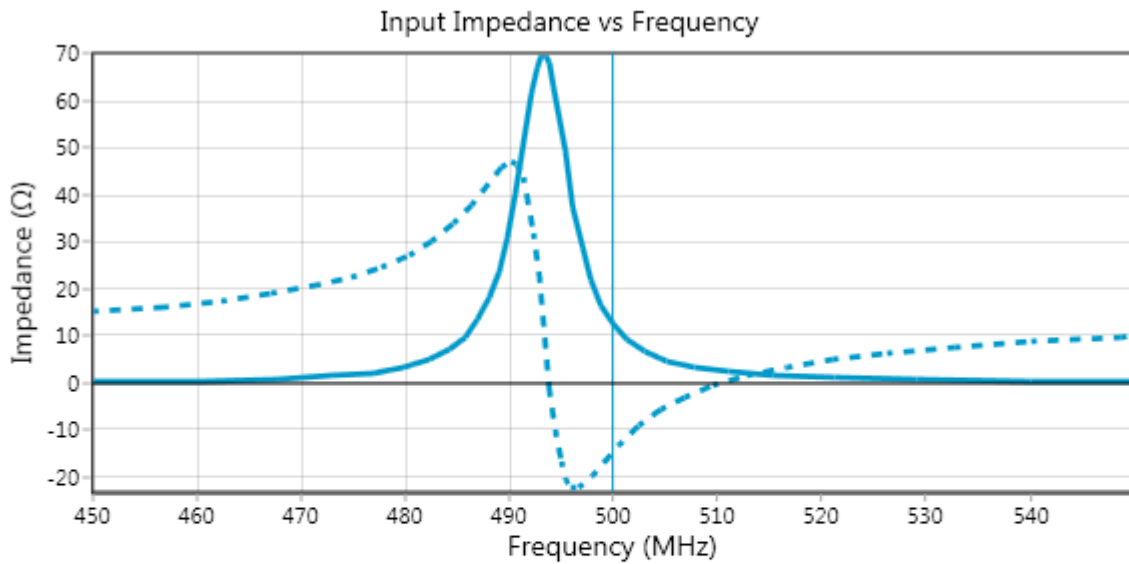
Fig. 2.28. Structure d'antenne patch circulaire simulée

Le diamètre du patch circulaire fixe la fréquence basse de la bande passante de l'antenne. Plus le diamètre est grand plus la limite inférieure de la bande passante est petite [15]. Dans notre cas, nous cherchons une antenne qui représente une bonne adaptation ( $S_{11}$  en dessous de -10 dB) autour la fréquence de travail. La figure 2.29 montre bien une variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  inférieure à -10 dB autour la fréquence désirée 500 MHz. Pour que cette antenne puisse être installé aux systèmes de télécommunications sans fils à larges applications.



Reference impedance @ port 1	—	75 Ω
Frequency at which S11 = -10 dB	—	491.8 MHz 495.7 MHz
Minimum S11 value	—	-26.30 dB @ 493.7 MHz

Fig. 2.29. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.



Peak real impedance @ frequency	—	69.90 Ω @ 493.3 MHz
Real impedance @ zero-crossing frequency	----	67.67 Ω @ 493.8 MHz 2.531 Ω @ 510.3 MHz
Mean real impedance	—	6.609 Ω
Mean imaginary impedance	----	11.44 Ω

Fig. 2.30. La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.

L'impédance d'entrée est illustrée à la figure 2.30. Ce paramètre est affecté principalement par la position du point d'excitation ainsi que par l'épaisseur de substrat ; en bref une bonne valeur d'impédance d'entrée lie au bon ajustement aux valeurs d'épaisseur et la position du point d'excitation [16]. Le mode dominant de radiation est un lobe principale avec une direction maximale à la normal de plan d'antenne comme il est présenté à la figure 2.31. Des informations supplémentaires sont marquées au-dessous de chaque courbe de ces résultats.

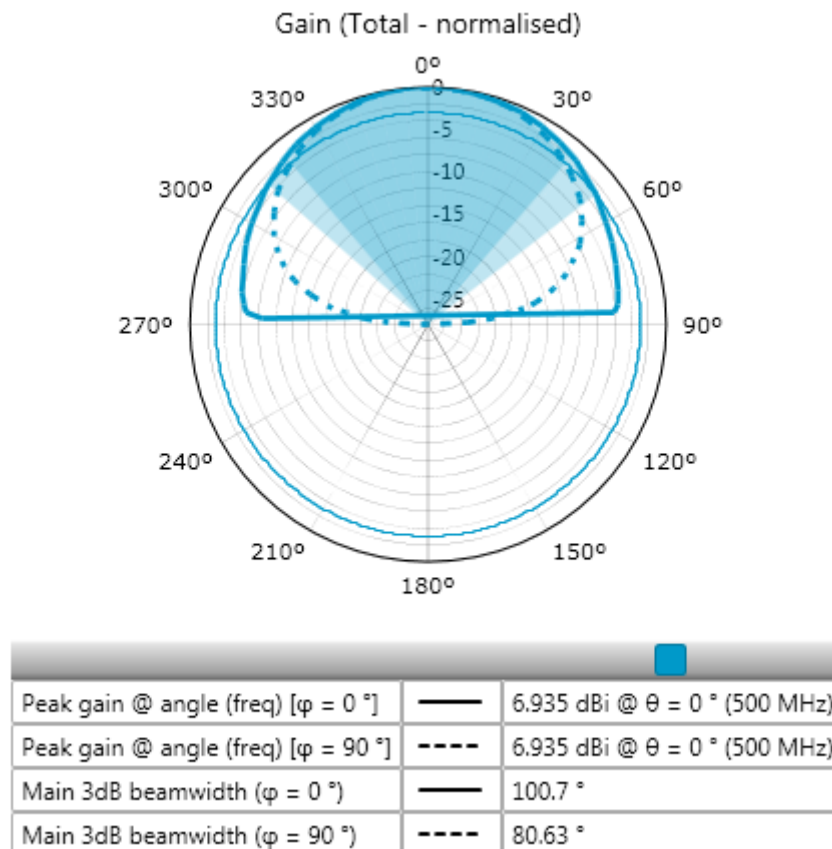


Fig. 2.31. Représentation de diagramme de rayonnement d'une antenne patch.

## 7. Conclusion

Ce chapitre a été fait pour faire un inventaire des structures antennaires classiques les identifiées dans la littérature pour rayonner en onde de surface et présentant des caractéristiques intéressantes soit en termes de caractéristiques de rayonnement, soit en termes de phénomène de réflexion. Bien que les antennes dipôles et les monopôles constituent les antennes à ondes de surface les plus courantes car les plus simples et les moins onéreuses, leurs performances sont parfois limitées et il est nécessaire de concevoir des éléments rayonnants plus complexes pour obtenir de meilleurs gains, des bandes passantes plus larges. Cette initiation sera détailler et réaliser au sein de chapitre suivant.



## Bibliographie chapitre 2

- [1] Electromagnetic Metamaterials, C. Caloz, T. Itoh, 2005, Wiley-IEEE Press.
- [2] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, Wiley-Interscience, 2005.
- [3] C.-T. Tai and S. A. Long, “Dipoles and Monopoles”, Ch 4 in Antenna Engineering Handbook, 4th ed., J. L. Volakis (Ed), McGraw-Hill, 2007.
- [4] Dominic Grenier (Hiver 2013) Laval Antenne et Propagation radio. [Document Web]. Adresse Web: [http://w3.gel.ulaval.ca/~dgrenier/ap\\_notes-e.pdf](http://w3.gel.ulaval.ca/~dgrenier/ap_notes-e.pdf), 2014.
- [5] J. D. Kraus, Antennas, 2nd Ed. McGraw-Hill, 1988.
- [6] M. Marin and M. F. Catedra, “A study of a monopole arbitrarily located on a disk using hybrid MM/GTD Techniques”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, V AP-35, n 3, March 1987, pp 287 – 292.
- [7] G.S. Smith, “Loop Antennas”, Chapter 5, Antenna Engineering Handbook, Ed. R.C. Johnson and H. Jasik, McGraw-Hill, 1984.
- [8] J.E. Stove, “Impedance of Thin-Wire Loop Antennas”, AIEE Transactions, Vol. 75, November 1956.
- [9] H. E. Green, “Uniform Yagi-Uda arrays,” in H. Schrank, “Antenna designer’s notebook”, IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, June 1985, pp. 11–13.
- [10] B. S. Collins, Ch. 29 in Antenna Engineering Handbook 4th Ed., J. L. Volakis (Ed.), McGraw-Hill, 2007, pp. 29.17–29.19.
- [11] P. P. Vezibicke, “Yagi antenna design,” NBS Technical Note 688, National Bureau of Standards, Boulder, Colorado, 1976.
- [12] F.J. Zucker, “Surface Wave Antennas”, Ch. 10 in Antenna Engineering Handbook, H. Jasik, Ed., McGraw-Hill Book Company, New York, 1961.
- [13] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, 2001.
- [14] I Wolff and N. Knoppik, “Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-22, no. 10, Oct 1974, pp. 857–864.

- [15] A. A. Kishk and L. Shafai, "The effect of various parameters of circular microstrip antennas on their radiation efficiency and the mode excitation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-34, no. 8, Aug 1986, pp. 969–976.
- [16] F. Abboud, J. P. Damiano and A. Papiernik, "A new model for calculating the input impedance of coax-fed circular microstrip antennas with and without air gaps", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 38, no. 11, Nov 1990, pp. 1882–1885.

# *Chapitre 3*

## **Conception et optimisation des antennes à ondes de surface : en modifiant l'élément rayonnant**

### **1. Introduction**

L'étude de propagation électromagnétique par ondes de surface est un sujet d'actualité. Ce type de propagation présente des atouts considérables pour la diffusion radiofréquence, la communication et les activités radar. Utilisable en ondes VLF, LF et HF, son principe de fonctionnement n'en reste pas moins très complexe à analyser et actuellement encore de nombreux travaux de recherches sont effectués dans ce domaine.

Egalement, ce chapitre sera élaboré pour faire un inventaire des structures antennaires rayonnantes en ondes de surface et toujours en présentant des caractéristiques intéressantes soit en termes de caractéristiques de rayonnement, soit en termes de phénomène de réflexion. Le problème qui se pose aussi est de rechercher l'antenne qui satisfait la condition fondamentale pour rayonner en ondes de surface comme il est mentionné au chapitre précédent.

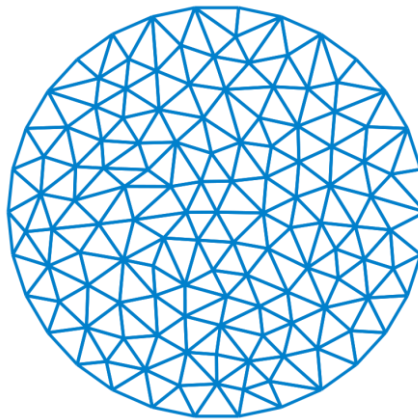
Le principe de fonctionnement et les généralités sont exposés puis une simulation électromagnétique de la structure est réalisée et les caractéristiques de rayonnement correspondantes sont illustrées et commentées. Pour certaines des structures suivantes, plusieurs variantes plus ou moins complexes existent, permettant de miniaturiser, d'augmenter la bande passante, ou d'obtenir des structures multi-bandes. Nous ne présentons que les structures les plus objectives permettant d'obtenir les meilleures caractéristiques de rayonnements au sens direct avec notre problématique. Notre propos portant sur les caractéristiques de rayonnement, les autres aspects tels que l'adaptation d'impédance, la bande passante ou l'efficacité des antennes ne sont pas directement abordés mais des références traitant de ces aspects seront fournies pour chaque structure.

Dans ce chapitre on va exposer aussi le simulateur HFSS (High Frequency Structure Simulator), et on va détailler son processus de fonctionnement (la création de la structure, l'analyse, l'excitation, les conditions aux limites,...). Ensuite on va analyser un exemple illustratif.

## 2. Le simulateur électromagnétique HFSS

Dans ce travail, toutes les simulations sont réalisées à base du logiciel HFSS v13 [1]. Il s'agit d'un logiciel puissant de simulation qui permet de représenter la distribution des champs et de calculer les paramètres  $S_{ij}$  des structures hyperfréquences passives. La technique de simulation utilisée afin de calculer le champ électromagnétique tridimensionnel à l'intérieur d'une structure (Résolution des équations de MAXWELL) est basée sur la méthode des éléments finis (FEM) qu'a été mise en point au sein de chapitre 1.

FEM (Finite Element Method) est une méthode numérique pour solutionner des problèmes dont la structure est suffisamment complexe. Son principe consiste à diviser l'espace d'étude (structure) en un grand nombre de petites régions (tétraèdres) appelé « élément » (figure 3.1), puis à calculer localement le champ électromagnétique dans chacun de ces éléments. Cette approche réduit considérablement la complexité de la structure. Elle permet ainsi de transformer le système d'équations de MAXWELL en un système d'équations matricielles dont la solution est évidente par les méthodes numériques traditionnelles [2].



**Fig. 3.1. Maillage d'un disque par des triangles (triangulation).**

HFSS utilise une méthode d'interpolation combinée avec un processus itératif dans lequel un maillage est initialement créé ensuite automatiquement redéfini dans les régions critiques. Le simulateur génère une solution basée sur le maillage initial prédéfini, ensuite, il affine ce maillage dans les régions où il existe une haute densité d'erreurs, et génère une nouvelle solution. La figure A.2 est un exemple d'un maillage d'une antenne méandre sur un plan réflecteur circulaire. Dans chaque sommet du tétraèdre, l'algorithme sauvegarde les composantes du champ tangentielle aux trois cotés interconnectés à ce sommet. De même, d'autres composantes du champ se trouvant au milieu des côtés et qui sont tangentielle aux faces du tétraèdre sont calculées [3]. Basé sur ces résultats, le champ total ( $\vec{E}$  ou  $\vec{H}$ ) est évalué sur toute la structure.

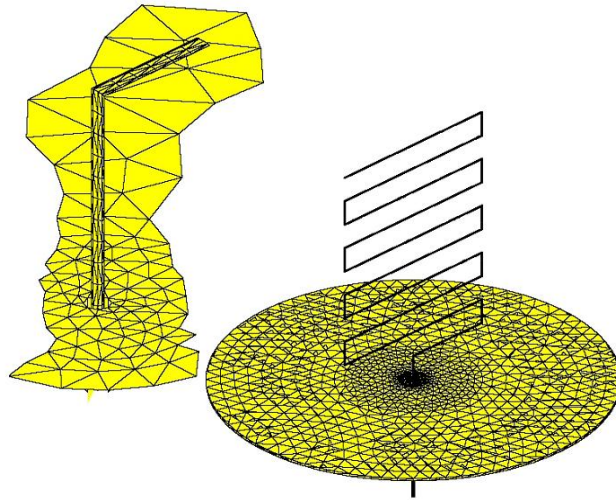


Fig. 3.2. Maillage d'une antenne méandre et son plan de masse.

## 2.1. Solution numérique par HFSS

- Champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$

Le simulateur HFSS stipule que chaque porte de la structure est excitée par une onde dont l'équation est donnée par [3]:

$$E(x, y, z, t) = \text{Re}[E(x, y)e^{j\omega t - \gamma z}] \quad (3.1)$$

Où la constante de propagation complexe  $\gamma$  s'écrit :  $\gamma = \alpha + j\beta$  de tel sort,  $\alpha$  la constante d'atténuation de l'onde et  $\beta$  la constante de phase.

La solution d'équations (3.1) permet de visualiser la répartition des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  en surface et en volume dans la structure en question.

- Calcul des paramètres « S »

La matrice des paramètres « S » décrit les fractions de puissances transmise ou réfléchi sur chaque porte pour une excitation donnée [3]. A titre d'illustration et pour une structure à 3 portes, la matrice « S » s'écrit comme suit :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Avec les précisions suivantes :

- Toutes les quantités sont complexes.
- Les magnitudes de «  $a_i$  » et «  $b_i$  » sont normalisées par rapport à une puissance de 1 watt.

Le calcul des paramètres «  $S_{ij}$  » de la structure hyperfréquence suit les étapes suivantes :

- Division de la structure en un nombre fini d'éléments,
- Excitation de chaque porte de la structure par une onde.
- Calcul de la configuration totale du champ électromagnétique à l'intérieur de la structure en résolvant les équations d'onde.

Le résumé du processus de calcul est présenté sous forme d'organigramme comme suit [3]:

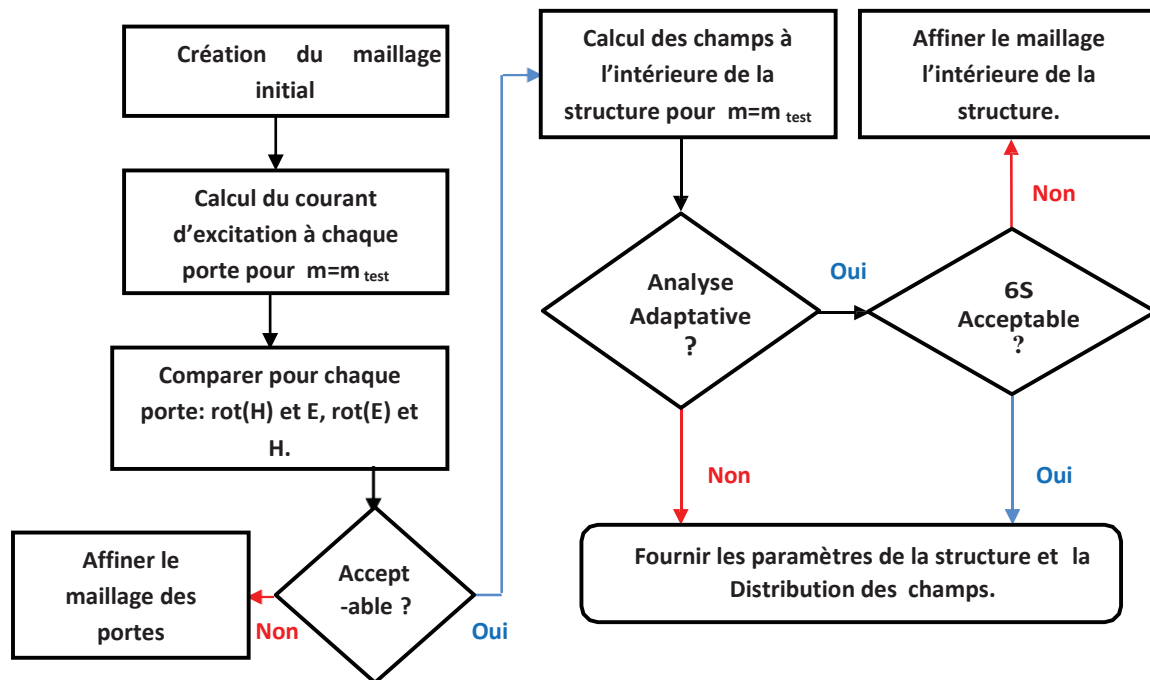


Fig. 3.3. Organigramme de calcul des paramètres « S » et la répartition des champs.

## 2.2. Le déroulement dans un projet

La fenêtre de HFSS (figure 3.4) a plusieurs panneaux facultatifs :

- **Manager Project** : contient un arbre de conception qui permet de lister la structure du projet.
- **Manager Message** : permet de regarder toutes les erreurs ou les avertissements. Cela se produit avant de commencer une simulation.
- **Window Property** : présente les paramètres du modèle et les change.
- **WindowProgress** : montre le progrès de la simulation.
- **Window3D Modeler** : contient le modèle et l'arbre du modèle pour le design a simulé.

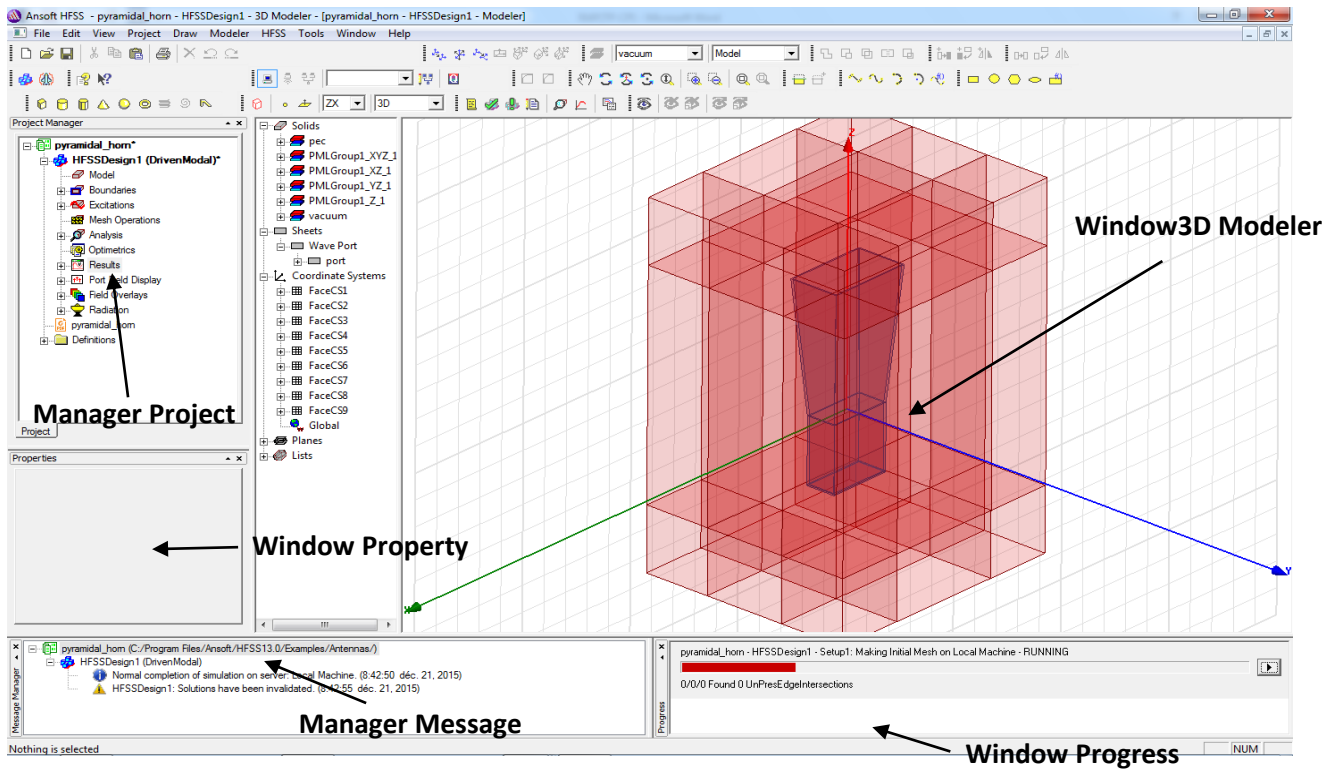
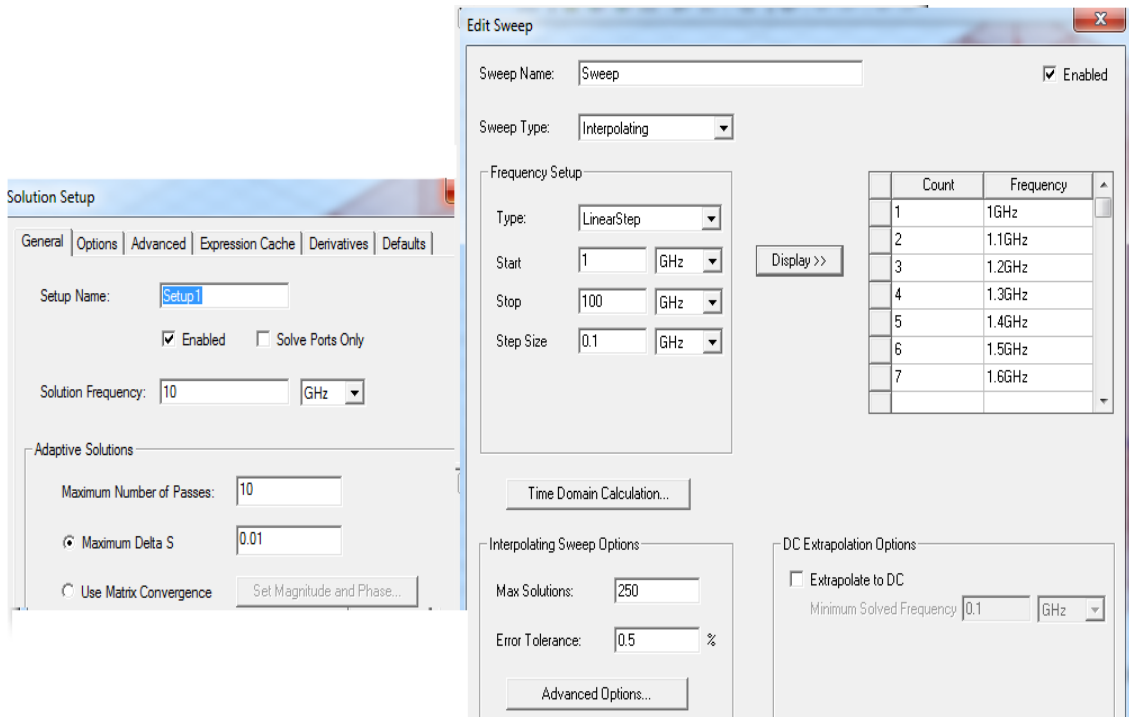


Fig. 3.4. L'interface principale de HFSS.

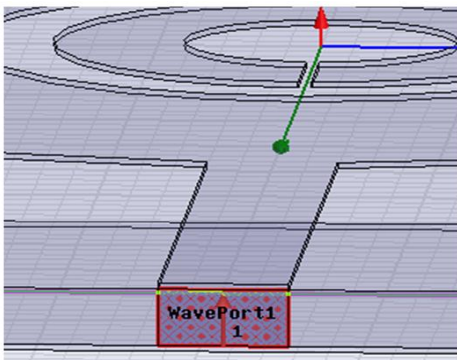
Après le lancement du HFSS, pour créer un projet il faut suivre les étapes suivantes :

- **Définir les unités :** Choisir les paramètres qui font définir les unités des dimensions, fréquences, temps, ...
- **Dessiner la structure :** Pour la modélisation d'une structure, un certain nombre d'outils de conception géométrique existent pour des géométries typiques telles que les plaques, les cylindres, les sphères, etc. Ces formes peuvent être ajoutées ou se croisent à l'aide des opérateurs booléens pour construire des formes plus complexes
- **Définir la gamme de fréquences :** On peut spécifier la gamme de fréquence en choisissant Setup → « Add sweep » dans Manager Project. Les réglages de fréquence sont importants parce que le générateur de maillage ajustera le raffinement de maillage (échantillonnage spatial) à la gamme de fréquences spécifiée (figure 3.5a).
- **Définir les Ports :** Chaque structure a besoin d'une source d'énergie pour l'excitation avec des ondes électromagnétiques. On peut définir le port tel que Wave port ou une source de courant ou de tension en choisissant « excitation » → « WavePort », « lumped port », etc... La définition correcte des ports est très importante pour obtenir des résultats précis des paramètres S (figure 3.5b).

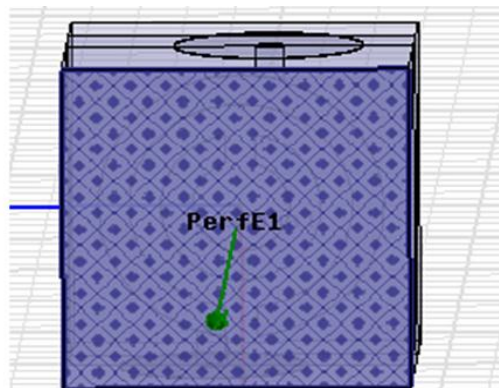
- **Définir les conditions aux limites et les plans de symétries** : On peut préciser certaines conditions aux limites pour chaque plan, en choisissant HFSS → «boundaries» (figure 3.5c).



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.5. Définir la bande de fréquence (a), le port (b) et les conditions aux limites (c).

- **Démarrer la simulation** : Après avoir défini tous les paramètres nécessaires, on est prêt à commencer la simulation. Démarrer la simulation en choisissant dans le menu HFSS → «Analyze all».

Après l'exécution avec succès d'une simulation, vous serez en mesure d'accéder aux résultats des différentes calculs et récupérer les données de sortie obtenus dans la partie «Results». La procédure de simulation sous forme d'organigramme est comme suit [4] :



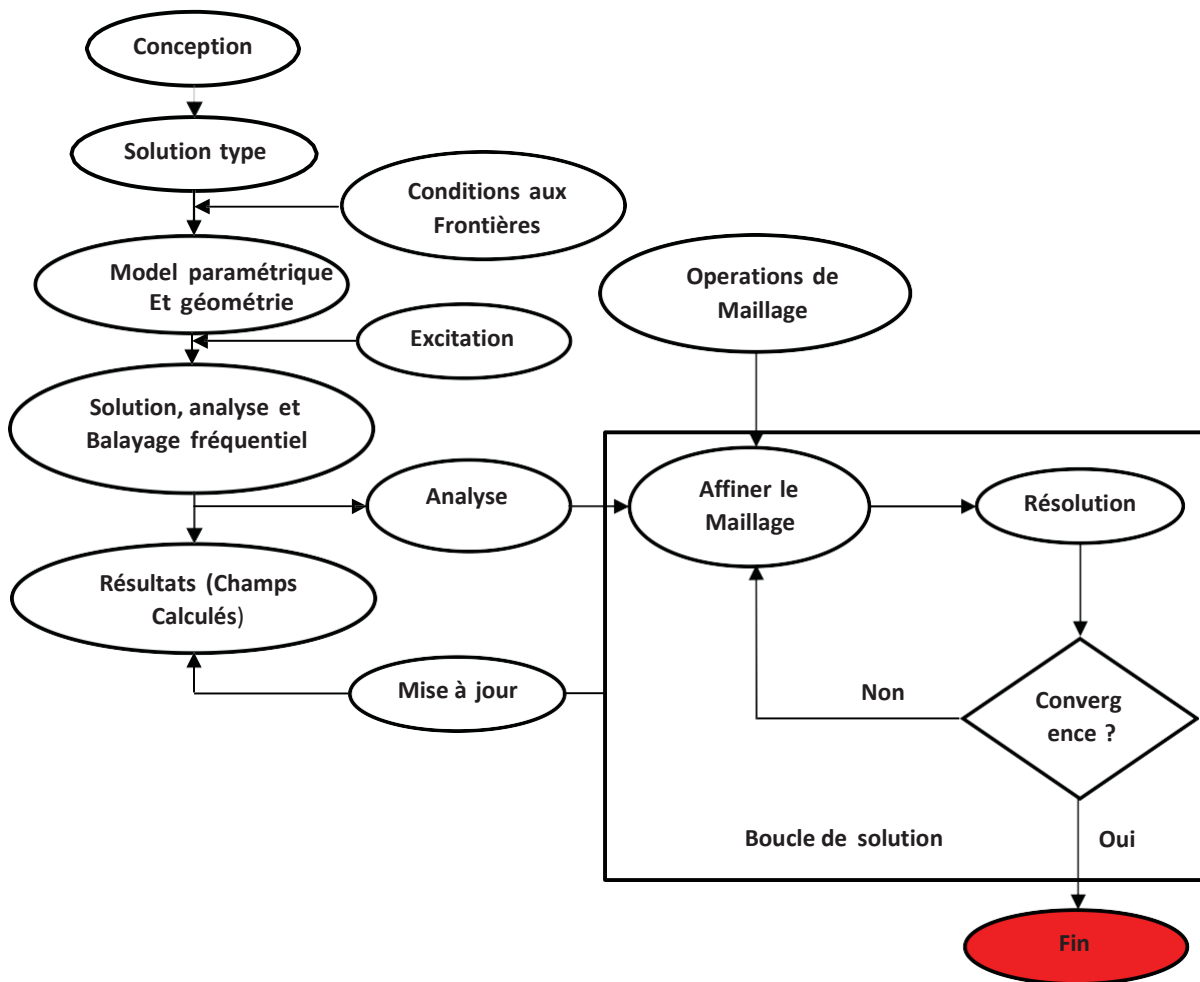


Fig. 3.6. Processus de simulation par HFSS.

### 3. L'antenne monopôle à ondes de surface

#### 3.1. Antenne monopôle cylindrique conventionnelle

**Présentation :**

Comme une application de simulateur HFSS au niveau des systèmes antennaires à onde de surface, on va analyser un exemple d'antenne monopôle cylindrique conventionnelle. On bénéficiera à la fois de traiter un type d'antenne à onde de surface que sert comme une référence et on va exploiter les outils fournis par le HFSS. Ce type d'antenne qui a été bien interprété au chapitre précédente.

**Simulation et performances :**

Grace à l'environnement de simulation électromagnétique, HFSS, Le monopôle simulé est de forme cylindrique et orthogonal à un plan de masse carré qu'il s'agit d'un plan infini formé par un conducteur parfait.

Electriquement, il représente une équipotentielle. Les paramètres de telle antenne sont résumés au tableau 3.1 et la structure simulée est présentée à la figure 3.7.

Le nom	La description	La valeur
$f_0$	La fréquence d'opération	20 MHz
R	Le rayon de conducteur	$0.1 \text{ m} \approx \lambda/10$
L	La longueur de monopôle	$3.26 \text{ m} \approx \lambda/4$
G	La largeur de plan de masse carré	$10 \text{ m} \approx \lambda/2$

Tab. 3.1. Les paramètres physiques de l'antenne monopôle.

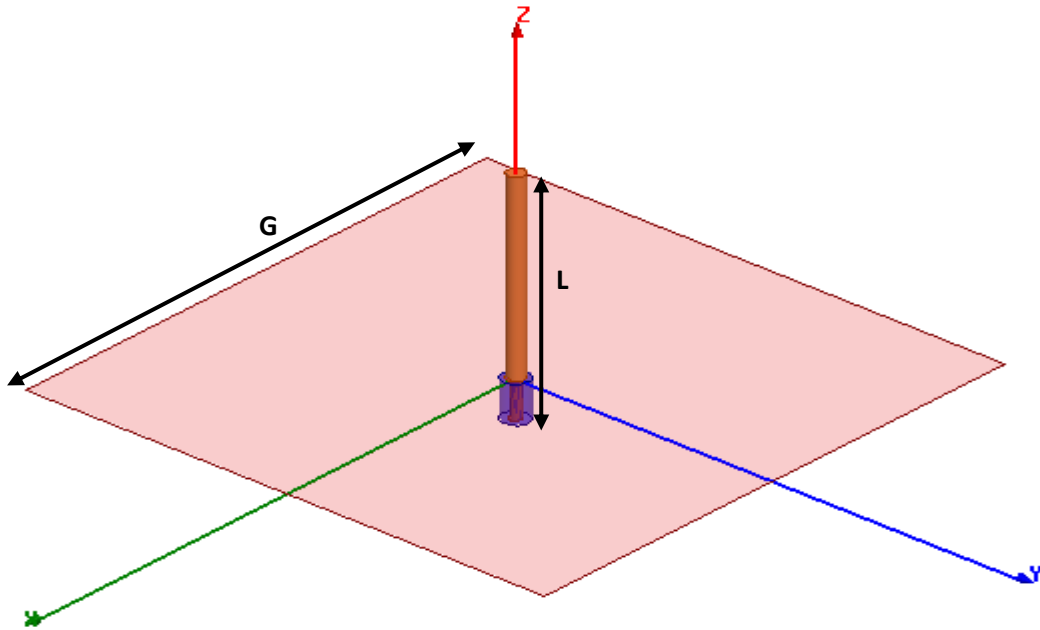


Fig. 3.7. Structure d'antenne monopôle simulée.

La figure 3.8 représente le coefficient de réflexion avec ça valeur minimale (-24 dB) que correspondant à la fréquence de résonance 20 MHz, ainsi que la bande passante à -10 dB est d'environ 11 %. En raison du plan de masse, le rayonnement ne se fait que dans le demi-plan au-dessus du plan de masse. La figure 3.9 illustre le digramme de rayonnement dans le plan E (la courbe en rouge) en fonction d'angle d'élévation,  $\theta$  à une valeur constante d'angle d'azimut,  $\varphi$  ( $90^\circ$ ), et le digramme de rayonnement dans le plan H (la courbe en bleu) en fonction d'angle d'azimut,  $\varphi$  à une valeur constante d'angle d'élévation,  $\theta$  ( $90^\circ$ ).

On rappelle que la polarisation verticale est toujours employée pour répondre à une autre condition principale pour ces systèmes antennaires rayonnent en onde de surface. L'antenne monopôle possède une excellente isotropie en puissance dans le plan E (le plan verticale). L'antenne est aussi comporte comme une antenne omnidirectionnelle dans le plan H (le plan horizontale). Le gain est maximal (1.96 dB) à l'angle  $\theta = -52^\circ$ .

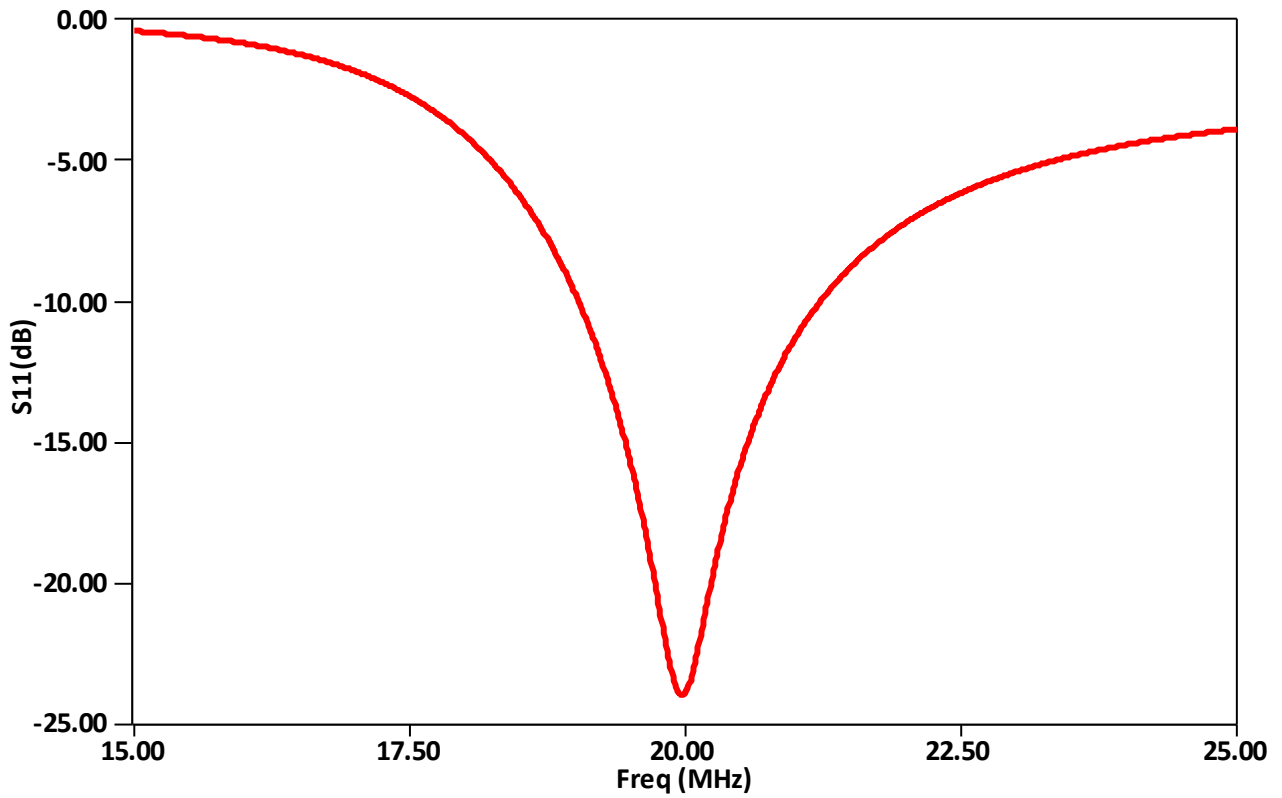


Fig. 3.8. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

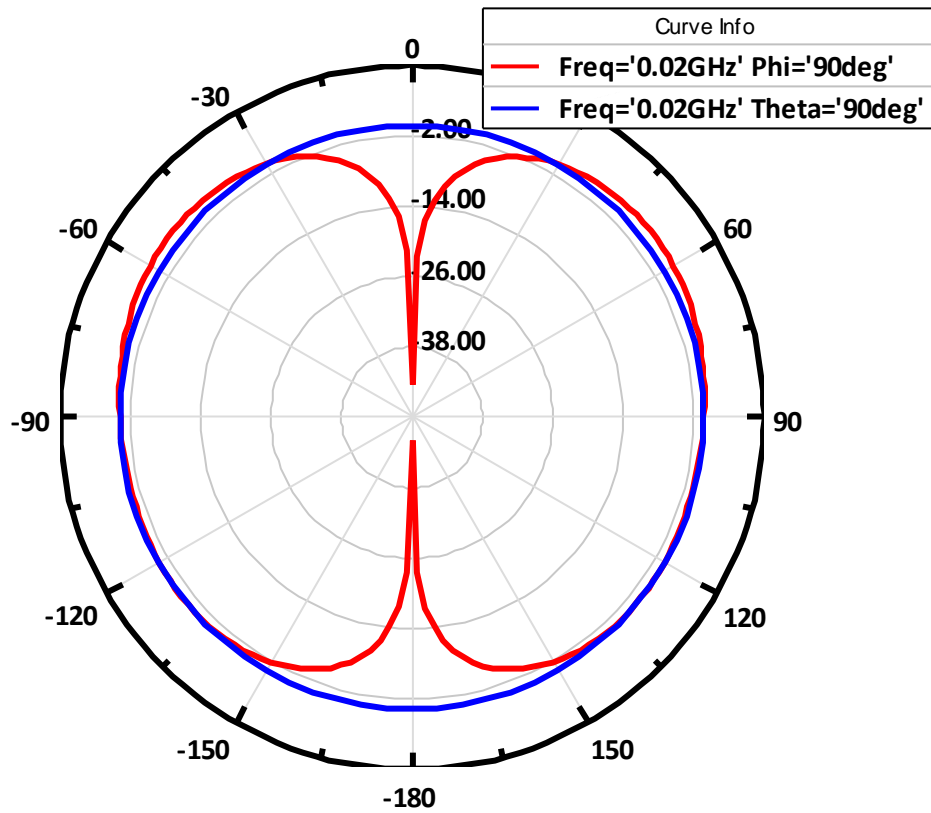


Fig. 3.9. digramme de rayonnement en terme de directivité dans le plan E (courbe en rouge) et dans le plan H (courbe en bleu) à la fréquence 20 MHz.

On constate que ce type d'antenne est une bonne candidate pour l'employer en le mode

de propagation par onde de surface. Cependant l'inconvénient major de telle antenne, son grand large du plan de masse ainsi que la grande taille de l'élément rayonnant surtout aux bases fréquences qu'exige de rechercher d'améliorer ce type d'antenne. On propose une nouvelle structure très compacte dans la section suivante.

### **3.2. Conception d'une antenne monopôle à profil bas utile en radar HF à ondes de surface**

#### ***Présentation :***

Les radars HF à ondes de surface (High Frequency Surface Wave Radar : HFSWR) trouvent des applications dans la surveillance maritime, l'océanographie ou la détection de cibles [5]. Ils utilisent des ondes HF qui se propagent sur la surface de la mer jusqu'à quelques centaines de km. Néanmoins, ils sont récents et encore peu opérationnels à cause de quelques inconvénients. L'un de ces inconvénients major, la taille des antennes HF usuelles qui sont beaucoup trop grandes.

Limitations des systèmes actuels de radars HF côtiers comprennent les grandes dimensions physiques requises pour les opérations aux longueurs d'onde plus longues de la bande haute fréquence (HF) (3-30 MHz). Applications radar côtières exigent une polarisation verticale à longue distance dans la propagation d'ondes de surface sur l'océan, donc des éléments d'antenne ont tendance à être à la verticale avec des hauteurs allant de 5 à 25 m [6]. Pour des raisons pratiques et pour envisager des configurations radars embarquées, il est nécessaire de créer une antenne HF compacte pouvant répondre au cahier des charges du HFSWR.

À ce stade-là, les caractéristiques d'une antenne monopôle cylindrique chargée avec deux vias métalliques et une pastille métallique (patch) de forme croix vont être étudiées. L'antenne étudiée a un profil bas que l'antenne de la partie précédente. Notamment que la longueur d'antenne monopôle conventionnelle est 3.75 m ( $0.25 \lambda$ ) pour rayonner autour de la fréquence 20 MHz mais grâce à cette nouvelle configuration, l'antenne va rayonner autour de 20 MHz mais cette fois-ci avec une longueur seulement de 1 m qui correspond à  $0.07 \lambda$ . En plus, des petits ajustements dans la taille de la pastille supérieure en va obtenir dans chaque fois une nouvelle résonance est toujours dans la gamme de HF qui allant jusqu'à 10 MHz avec une longueur de 1 m qui correspond à  $0.035 \lambda$ .

#### ***Géométrie et simulation :***

L'antenne proposée est représentée sur la figure 3.10, se compose d'une antenne monopôle cylindrique chargée avec un patch de forme croix qui est relié à l'extrémité supérieure

de l'antenne monopôle et deux vias identiques reliés entre le patch et le plan de masse de l'antenne. L'antenne est excitée par une alimentation de sonde coaxiale à travers un connecteur SMA  $50 \Omega$ , qui est relié à l'extrémité inférieure de l'antenne monopôle. Le plan de masse est de forme carrée de longueur de 10 m.

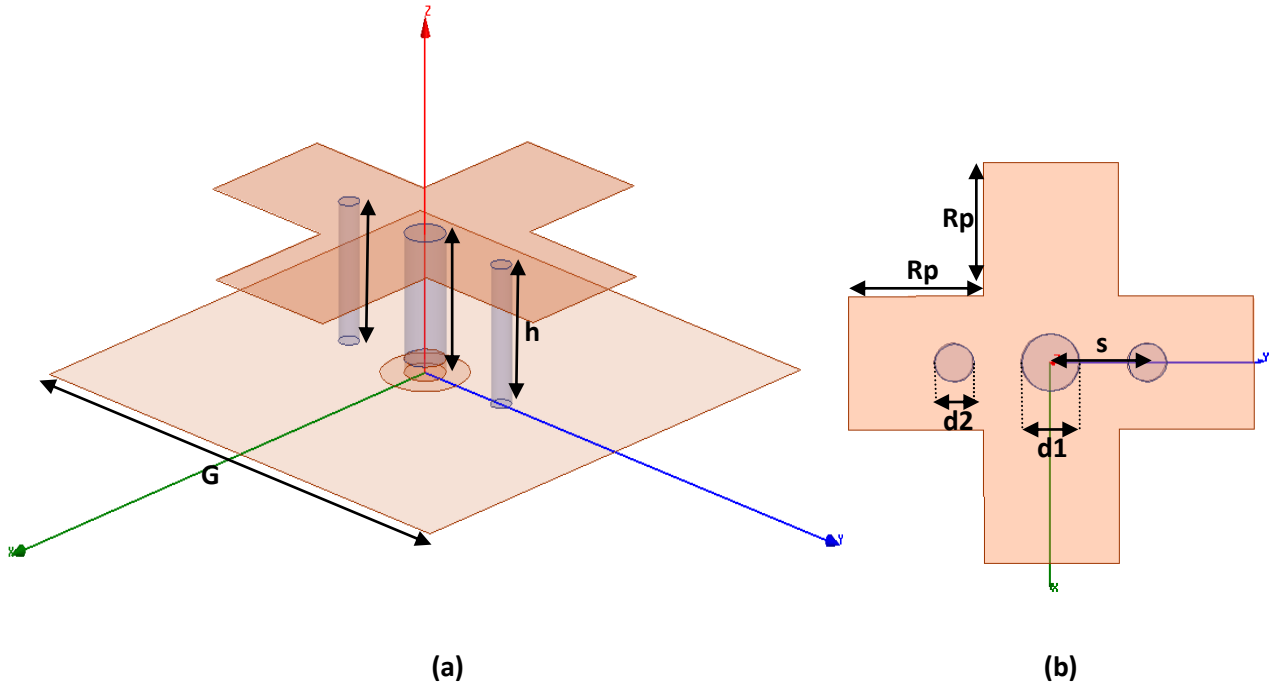


Fig. 3.10. La géométrie de l'antenne monopôle cylindrique proposée en vue perspective (a) et en vue supérieur (b).

Le patch de forme croix est situé au-dessus du plan de masse avec une hauteur,  $h$ . L'antenne monopôle cylindrique de diamètre,  $d_1$  (0.4 m) est reliée au centre de la pastille et les deux vias de court-circuit de le même diamètre,  $d_2$  (0.2 m) sont placés symétriquement à chaque côté de l'antenne cylindrique avec un espacement,  $S$  (1 m). Le diamètre  $d_2$  est généralement plus petit que le diamètre  $d_1$ . Le monopôle et les deux vias de court-circuit ont la même hauteur,  $h$  (1 m).

#### Résultats de simulation :

D'après une conception répandu sur tout le cahier de charge et une simulation sous l'environnement électromagnétique HFSS, les résultats en termes de coefficient de réflexion et de taux d'onde stationnaire (VSWR) sont présentés à la figure 3.11 indiquent qu'il y a une résonance autour le 15 MHz avec une excellente adaptation (autour de -60 dB pour le  $S_{11}$  et inférieur à 2 pour le VSWR).

Ces résultats prouvent les déclarations mentionnées au-dessus, une antenne monopôle de longueur seulement de 1 m peut résonner autour une fréquence de 15 MHz, cependant dans le cas conventionnel pour concevoir une telle antenne, la longueur doit aller jusqu'à le 4.5 m donc on a parlé sur une miniaturisation importante et considérable que peut résoudre beaucoup des problèmes liés à l'encombrement verticale. Cette antenne privilégie vers des applications au niveau des systèmes radar HF à ondes de surface.

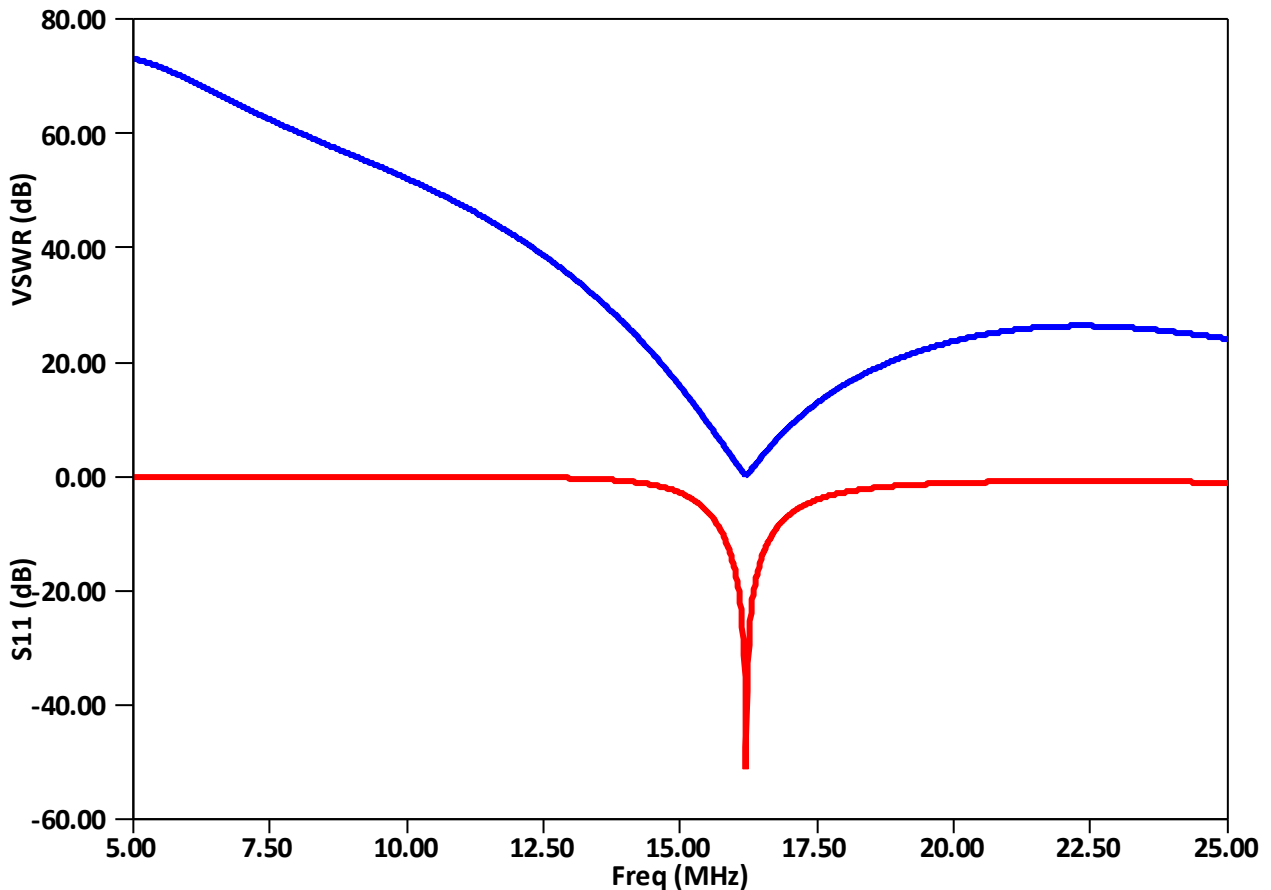


Fig. 3.11. La variation de coefficient de réflexion et le VSWR en fonction de la fréquence avec  $R_p=2605$  mm.

#### **Optimisation du paramètre géométrique, $R_p$ :**

Grâce à l'outil d'optimisation des paramètres géométriques de HFSS, la figure 3.12 montre le coefficient de réflexion avec des différentes valeurs de  $R_p$  que varie de 1.868 à 3.894 m. On observe que, comme  $R_p$  augmente, la fréquence de résonance diminue. La meilleure adaptation se produit lorsque  $R_p$  est 2.605 m. Le coefficient de réflexion augmente ou diminue référant à ce paramètre. Chaque variation de  $R_p$  correspond à un nouveau phénomène de réflexion dans la gamme de 10 à 25 MHz qu'est en principe couvre une portion importante de la gamme HF. Là on a comme une antenne reconfigurable, pour jouer sur la bande HF il suffit de faire des petits

ajustements au paramètre géométrique,  $R_p$  qu'est décrit principalement la géométrie de patch métallique de forme croix chargé à l'extrémité supérieure de l'antenne monopôle.

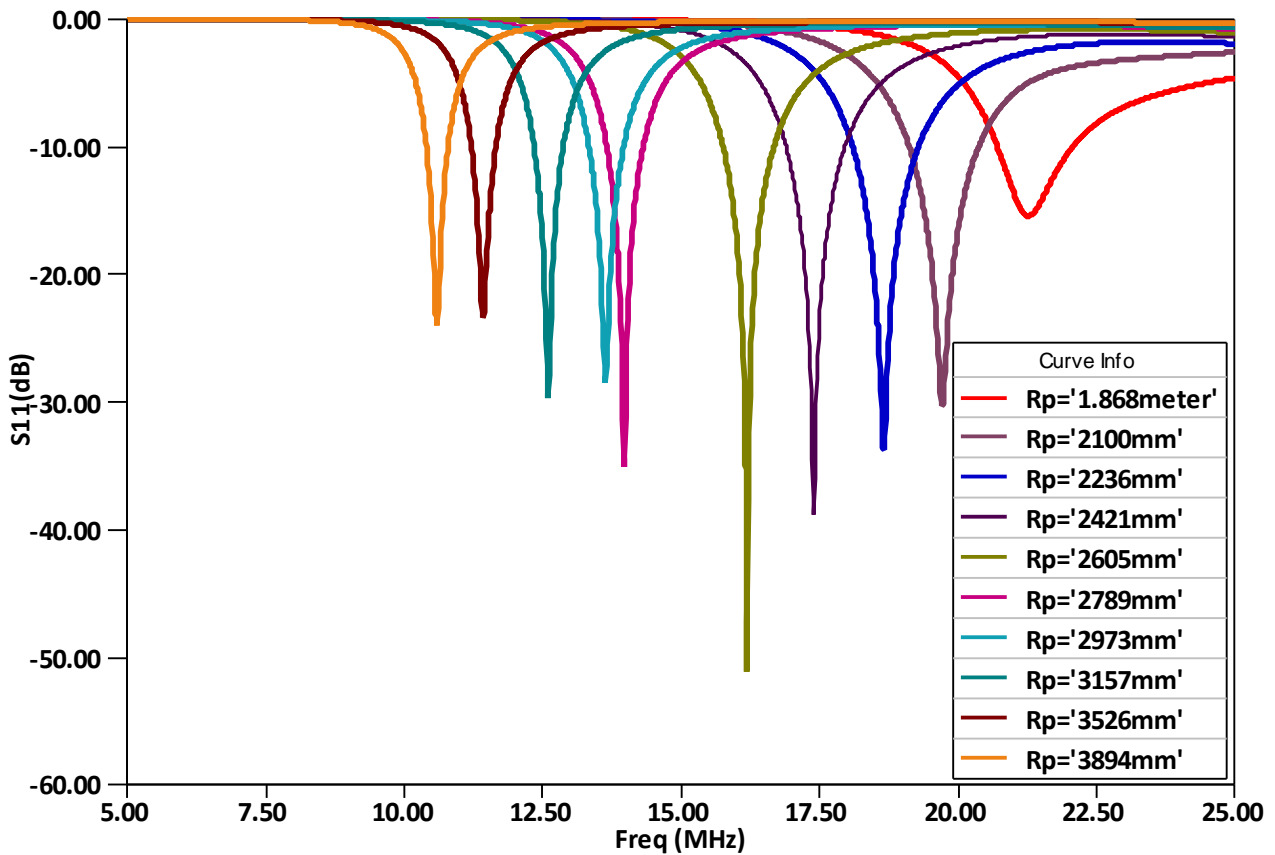


Fig. 3.12. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avec différentes valeurs de paramètre géométrique  $R_p$  de patch métallique de forme croix chargé à l'antenne.

Dans ce qu'est concernant les caractéristiques de rayonnement, la figure 3.13 illustre la variation de gain en fonction d'angle d'élévation,  $\theta$  et une valeur constante d'angle d'azimut,  $\varphi$  ( $90^\circ$ ) à la fréquence de résonance 20 MHz pour le cas  $R_p = 2100 \text{ mm}$ .

Le gain est d'environ de 2.69 dB à la fréquence 20 MHz qu'est plus élevé comparable avec l'antenne monopôle conventionnelle da la section précédente qu'est 1.96 dB. Même la forme de rayonnement est un peu différente que la figure 3.9 à cause de chargement de patch de forme croix et ça probablement donne une diffraction des ondes de surface plus efficace. Ainsi que le rayonnement au sens transversale (the brodside direction) et presque nul que permet de lancement très efficace de l'onde de surface.

Pour plus valider les résultats et monter la procédure de la diffraction de l'onde de surface au niveau de l'antenne proposée, la distribution de champs électrique est mentionnée dans la figure 3.14. D'après une association d'une section transversale à la géométrie complète de l'antenne, on peut observer les point où le champ,  $E$  plus intensif, qu'est claire sont autour les

bordures de patch de forme croix ainsi que an de niveau d'alimentation.

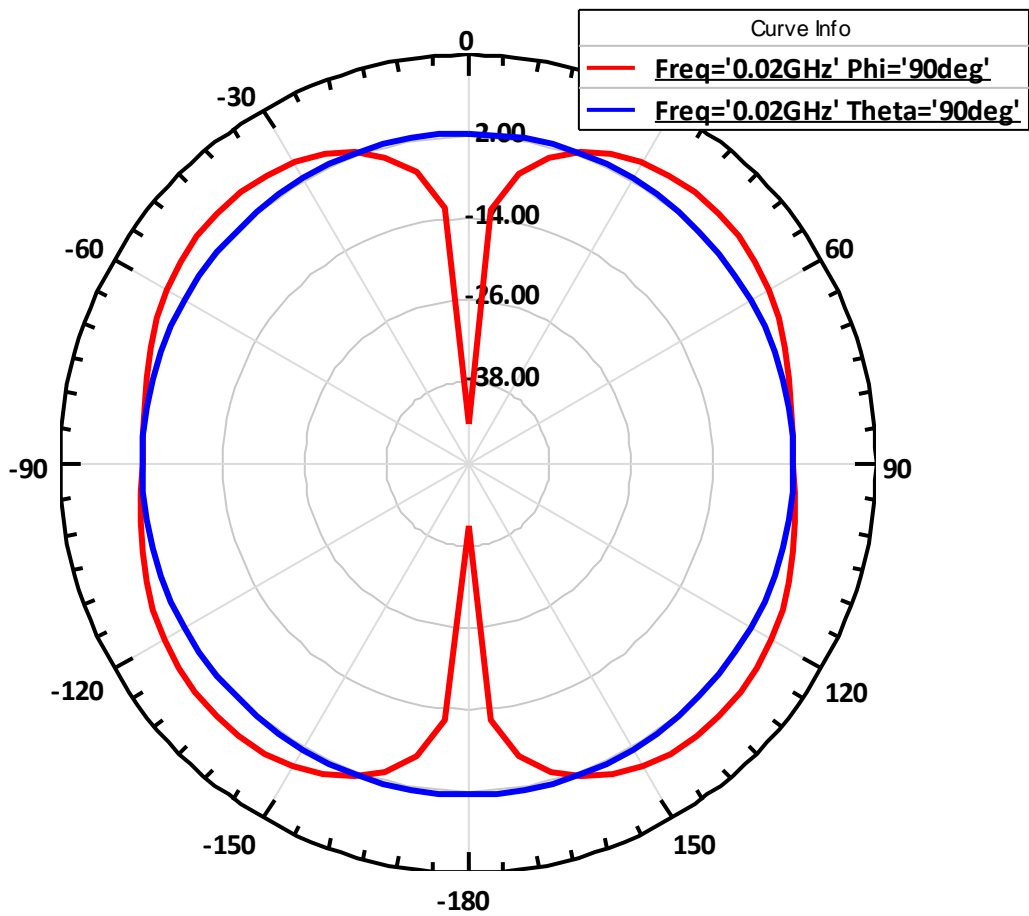


Fig. 3.13. Digramme de rayonnement en terme de directivité dans le plan E (courbe en rouge) et dans le plan H (courbe en bleu) à la fréquence 20 MHz.

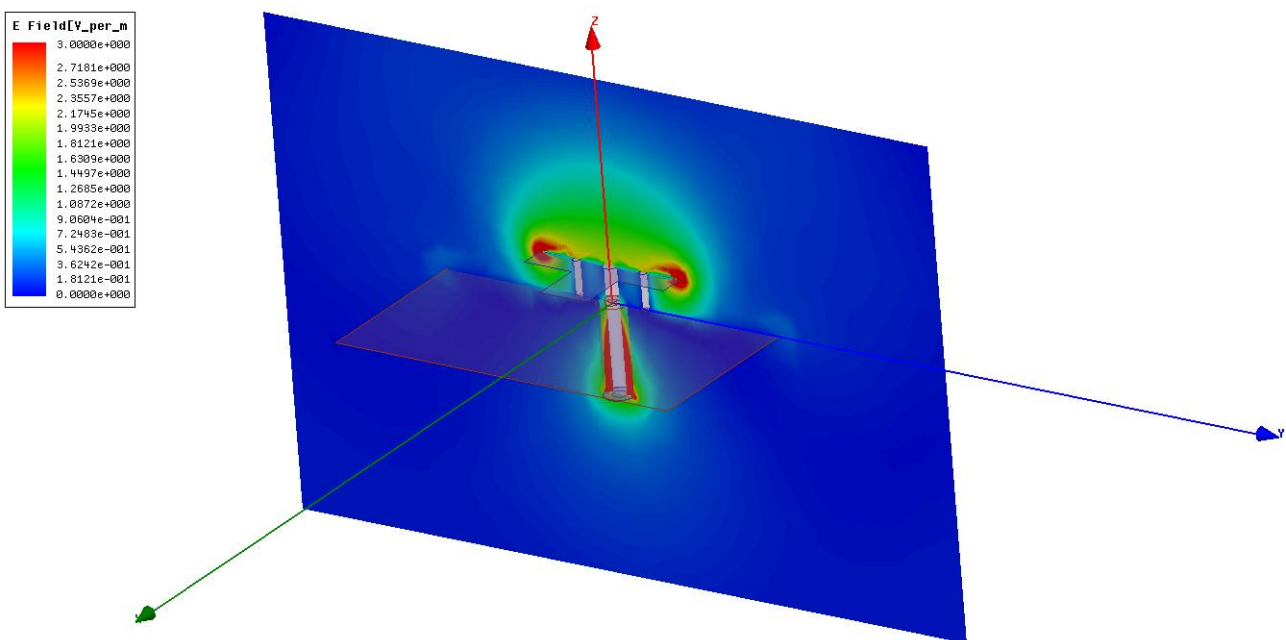


Fig. 3.14. Distribution de champ électrique E dans une section transversale à la fréquence 20 MHz.



### 3.3. Conception d'une antenne monopôle à base des structures résonateurs

#### Présentation :

Malgré que l'antenne proposée dans la section précédente résout beaucoup des problèmes que liés principalement par l'encombrement verticale mais cela ne nous empêche pas de chercher sur des autres géométries plus efficaces. Dans cette section, nous tenons à rechercher d'améliorer plus l'adaptation et la bande passante de l'antenne monopôle et toujours à la gamme de fréquence HF (1-30 MHz) pour l'appliquer principalement dans les radars HF à onde de surface.

Pour cette raison, on va charger deux types de motifs métalliques à l'antenne monopôle qu'est composé d'un ruban métallique imprimée sur une couche diélectrique. L'un d'eux est un anneau fendu métallique et l'autre est un ruban spiral métallique.

En effet, le radar à ondes de surface utilise des ondes de hautes fréquences comprises entre 3 et 30 MHz qui ont la particularité de se propager à la surface de la mer au-delà de la limite de l'horizon, c'est-à-dire jusqu'à quelques centaines de kilomètres. Ce type de radar peut ainsi recevoir des échos de cibles sur des distances beaucoup plus grandes que les radars usuels dont le rayon d'action est défini par la portée optique ou par l'horizon (voir illustration des couvertures radar sur la figure 3.15)[6].

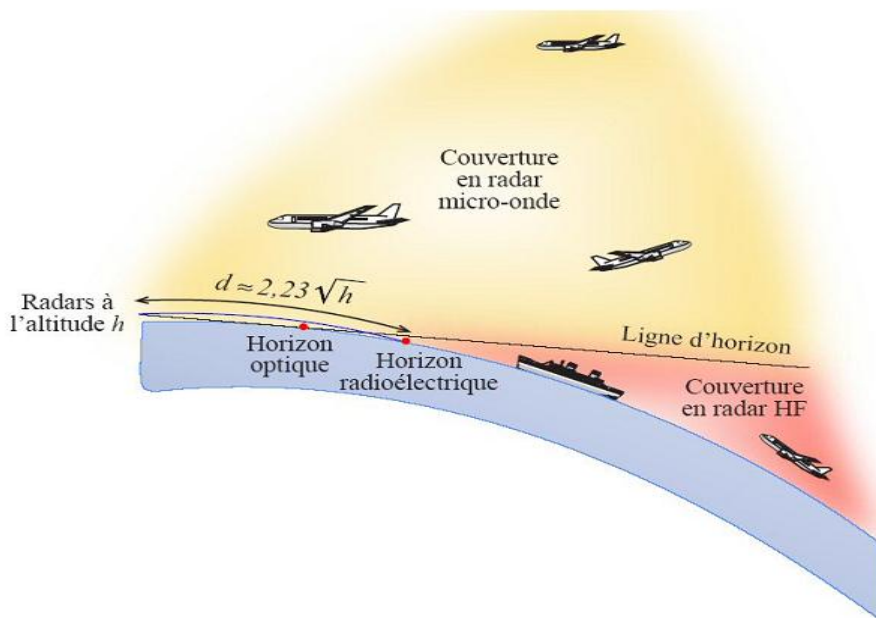


Fig. 3.15. Couvertures d'un radar HF à ondes de surface et d'un radar micro-onde.

Ainsi, les radars HF à ondes de surface sont employés dans les domaines de la surveillance maritime, l'océanographie et la détection de cibles. En effet, ils trouvent tout d'abord nombreuses applications dans le domaine civil. Instruments utiles pour la surveillance maritime à grande distance, ils permettent de détecter ou traquer d'éventuelles activités illégales telles que les

trafics de drogue, les activités de contrebande et de piraterie ou encore l'immigration clandestine [7]. D'autres applications sont la protection de l'environnement et des ressources naturelles contre par exemple la pêche excessive ou la pollution. Enfin, ces radars peuvent fournir des informations sur le vent et l'état de la mer, données utiles aux océanographes et scientifiques. Les applications dans le domaine militaire sont essentiellement à la détection de cibles telles que les navires, les avions volant à basse altitude ou encore les missiles [8].

**Géométrie et simulation :**

Comme elle est présentée à la figure 3.16, les structures proposées sont constitués d'un monopôle imprimée sur un substrat Rogers Duroid™ 5880 d'épaisseur 0.08 m, permittivité relative  $\epsilon_r = 2,2$  et monté sur un plan de masse 20 m × 20 m en cuivre.

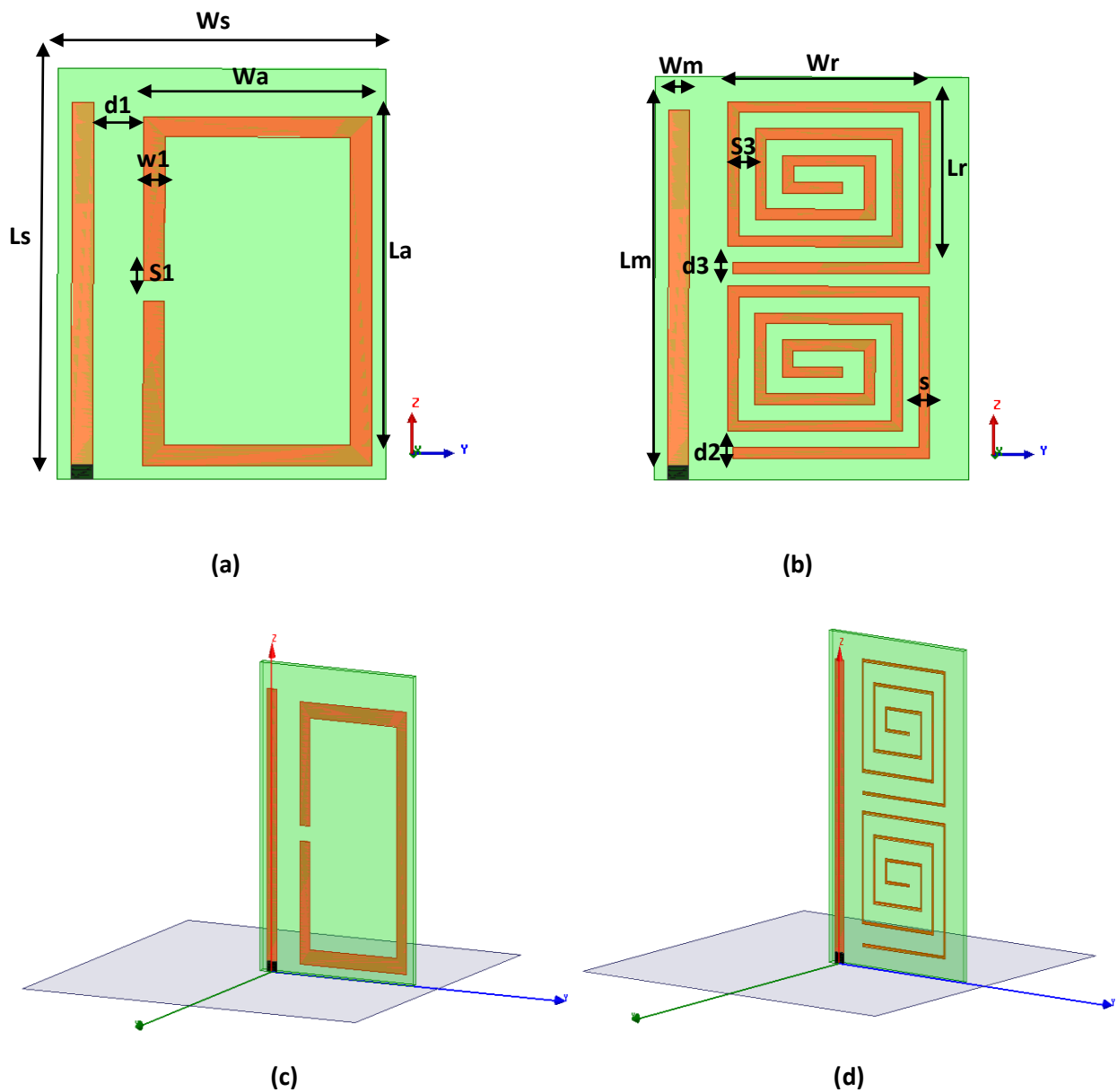


Fig. 3.16. La géométrie de l'antenne monopôle proposée ; avec l'anneau fendu (a), avec les deux armes spirales (b) et les vues perspectives (c) et (d).

Dans la simulation, l'antenne est excitée par un port localisé d'impédance d'entrée de 50 Ω. Dans un premier temps, un anneau rectangulaire fendu est placé à proximité de monopôle. Ensuite, deux armes métalliques de forme spirale vont remplacer l'anneau fendu, et dans chaque cas les performances et les caractéristiques électromagnétiques vont être étudiées. Le monopôle est conçu pour fonctionner à la fréquence 24.5 MHz. Toutes les dimensions sont indiquées dans le tableau 3.2. Il est important de noter que la structure de la figure 3.16a est inspirée à la référence [9].

symbole	Ws	Ls	Wm	Lm	Wa	La	Wr	Lr	s	s1	s2	s3	d1	d2	d3
Longueur(m)	2.3	3	0.15	2.65	1.6	2.5	1.48	1.28	0.13	0.15	0.15	0.2	0.35	0.2	0.17

Tab. 3.2. Les paramètres physiques de l'antenne monopôle.

**Résultats de simulation :**

Les variations du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et le taux d'onde stationnaire (VSWR) simulés sont représentés sur la figure 3.17 pour les deux configurations de la figure 3.16 ainsi que le cas conventionnel.

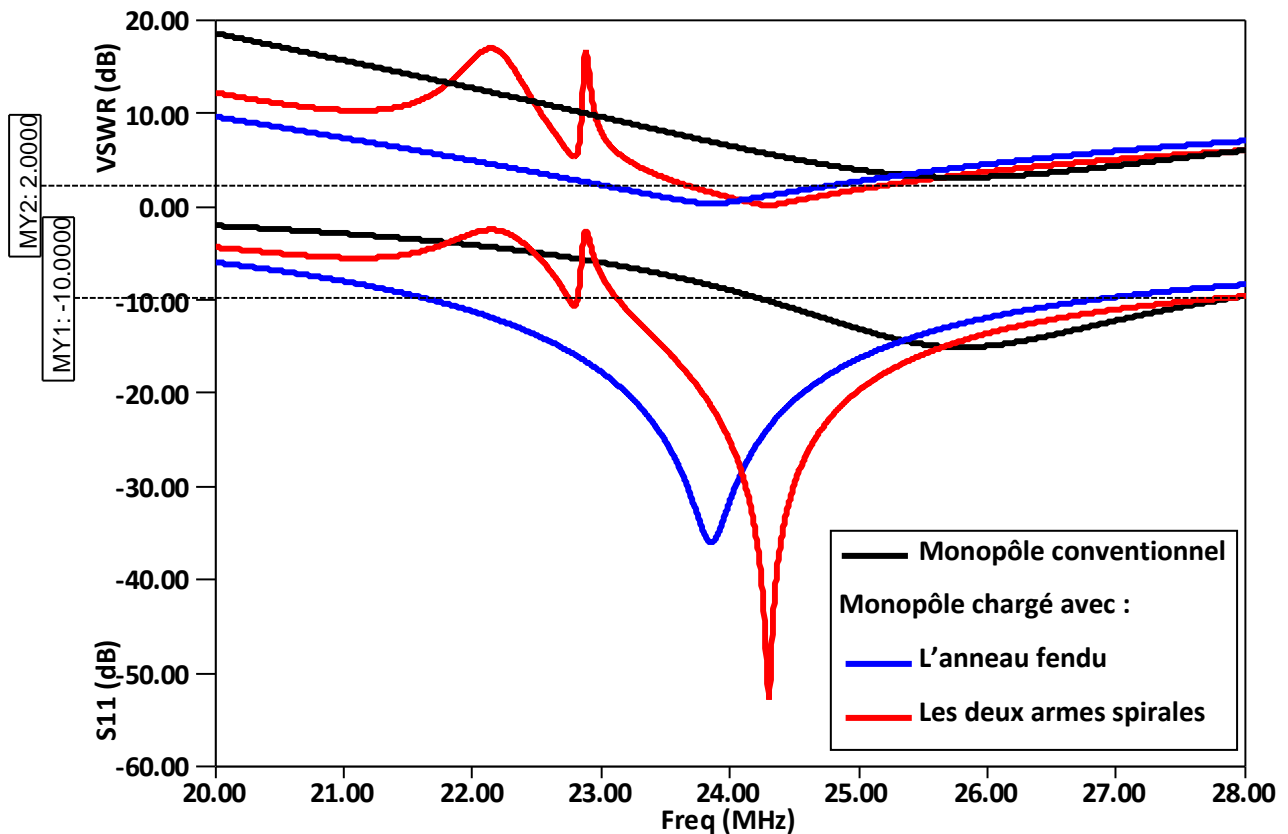


Fig. 3.17. La variation de coefficient de réflexion et le VSWR en fonction de la fréquence.

Il est clair que le comportement de l'antenne dans le cas conventionnel est très pauvre par rapport au chargement des motifs soit l'anneau fendu ou les deux armes spirales. On peut

observer une excellente adaptation (autour -60 dB pour les deux armes spirales et -40 dB pour l'anneau fendu) et une bande passante très large autour de la fréquence 24 MHz, ainsi que le VSWR inférieur à 2 qu'est respecté les chartes de tel paramètre. On peut expliquer ces résultats par les caractéristiques électromagnétiques dues de chargements de tels motifs. Notamment, l'effet inductif d'arme spiral et l'effet capacitif de l'anneau fendu.

L'évolution de rayonnement de l'antenne proposée en termes de gain en fonction d'angle d'élévation,  $\theta$  est représentée sur la figure 3.18 à la fréquence d'opération 24 MHz, Le gain simulé de cette antenne atteint 4.16 dB dans le cas conventionnel, 4.93 dB dans le cas de chargement deux armes spirales et 5.10 dB dans le cas de chargement d'anneau fendu avec un rayonnement omnidirectionnel. La polarisation du champ électromagnétique rayonné est linéaire.

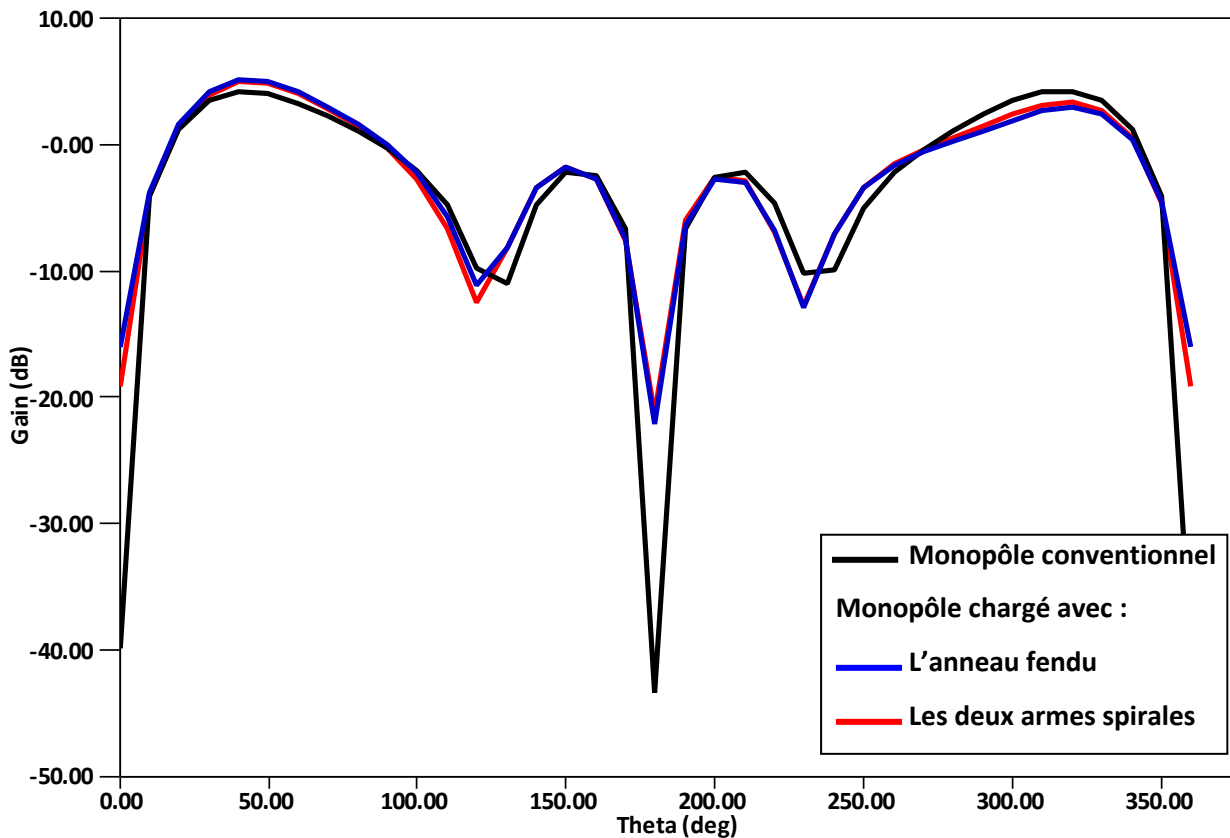
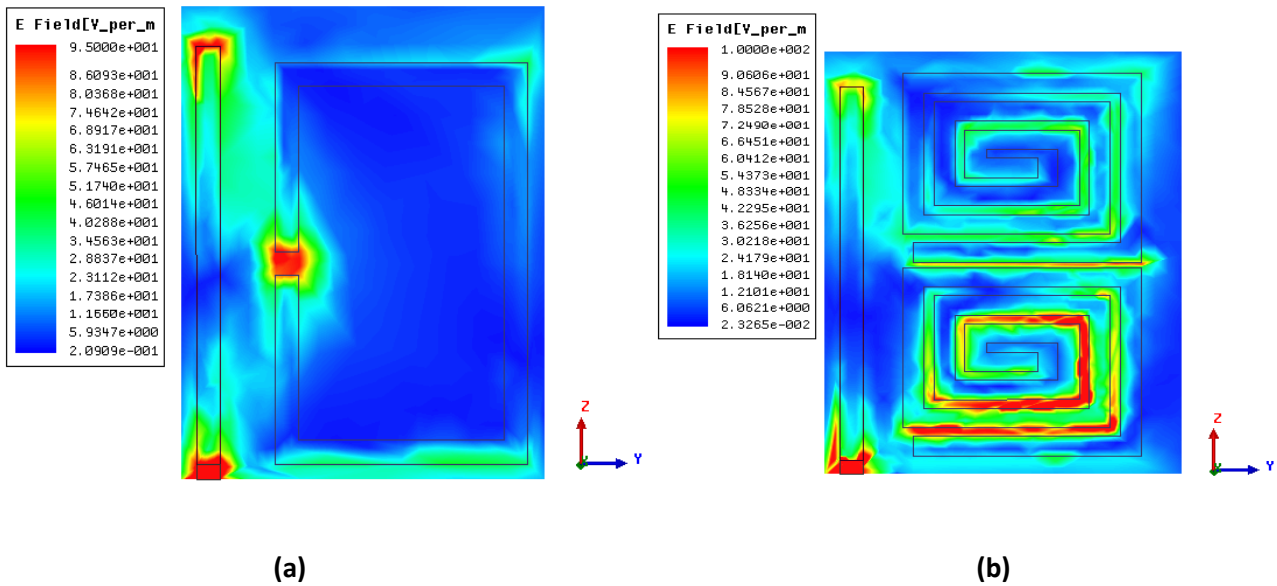


Fig. 3.18. La variation de gain en fonction d'angle d'élévation  $\theta$ .

Pour plus éclaircir les caractéristiques de rayonnement, la distribution de champ électrique,  $E$  est illustrée à la figure 3.19 pour les deux configurations étudiées au-dessus. On prend le cas de chargement l'antenne par anneau fendu, le champ est très intensif aux bordures de la structure notamment les deux extrémités de monopôle et la fente de l'anneau que est équivalent à un gap d'un condensateur  $C$ . à l'autre côté, le champ est intensif notamment à l'arme spirale inferieur. Ces distributions permettent de répondre aux critères souhaités pour faire l'onde

propage au long de surface de façon très efficace que l'antenne conventionnel. Pour plus éclaircir les effets de tels motifs, on va effectuer une série d'optimisation sur les paramètres géométrique clés à la section suivante.



**Fig. 3.19.** Distribution de champ électrique  $E$  dans une section transversale à la fréquence 24.5 MHz pour les deux configurations mentionnées à la figure 3.11.

**Optimisation de quelques paramètres géométriques clés :**

A cette phase et grâce à l'outil d'optimisation fournit par le simulateur électromagnétique HFSS, on va effectuer une série d'optimisation sur quelques paramètres géométrique clés. Notamment, la largeur d'arme spirale,  $s$ , la longueur de la fente de l'anneau fendu,  $s_1$  et la largeur de l'anneau fendu,  $s_2$ .

**Effet de  $s$  :**

La figure 3.20 illustre la variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour des différentes valeurs de la largeur de l'arme spirale,  $s$ . il est évidemment que le paramètre,  $s$  affecte principalement la bande passante et le comportement de la fréquence de résonance de tel sort la valeur  $s=137.5$  mm donne le comportement le plus riche soit en termes d'adaptation qu'est autour de -60 dB soit en termes de bande passante qu'est permet de classifier cette antenne parmi les antenne à onde de surface très large bande (antenne ULB).

**Effet de  $s_1$  :**

De même mécanisme, la figure 3.21 présente les courbes de coefficient de réflexion avec des valeurs différentes de longueur de la fente d'anneau fendu,  $s_1$ . Dans chaque cas, la fréquence à la valeur la plus faible valeur de perte de réflexion est décalée et la largeur de bande était

différente. Une excellente adaptation qu'est autour le -70 dB est produite pour  $s_1 = 200$  mm. Même pour la bande passante qu'il apparait très large et par conséquent permet de rendre cette antenne très utile pour beaucoup systèmes antennaire à ondes de surface. En bref, avec une bonne sélection de tels paramètres.

### Effet de $s_2$ :

En fin de cette série d'optimisation, La figure 3.22 illustre l'évolution des courbes de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour des différentes valeurs de la largeur de ruban que constitué l'anneau fendu,  $s_2$ . Principalement, ce paramètre a un effet sur la largeur de la bande passante de tels sort les valeurs,  $s_2 = 200$  mm et 500 mm couvrent les meilleures résultats.

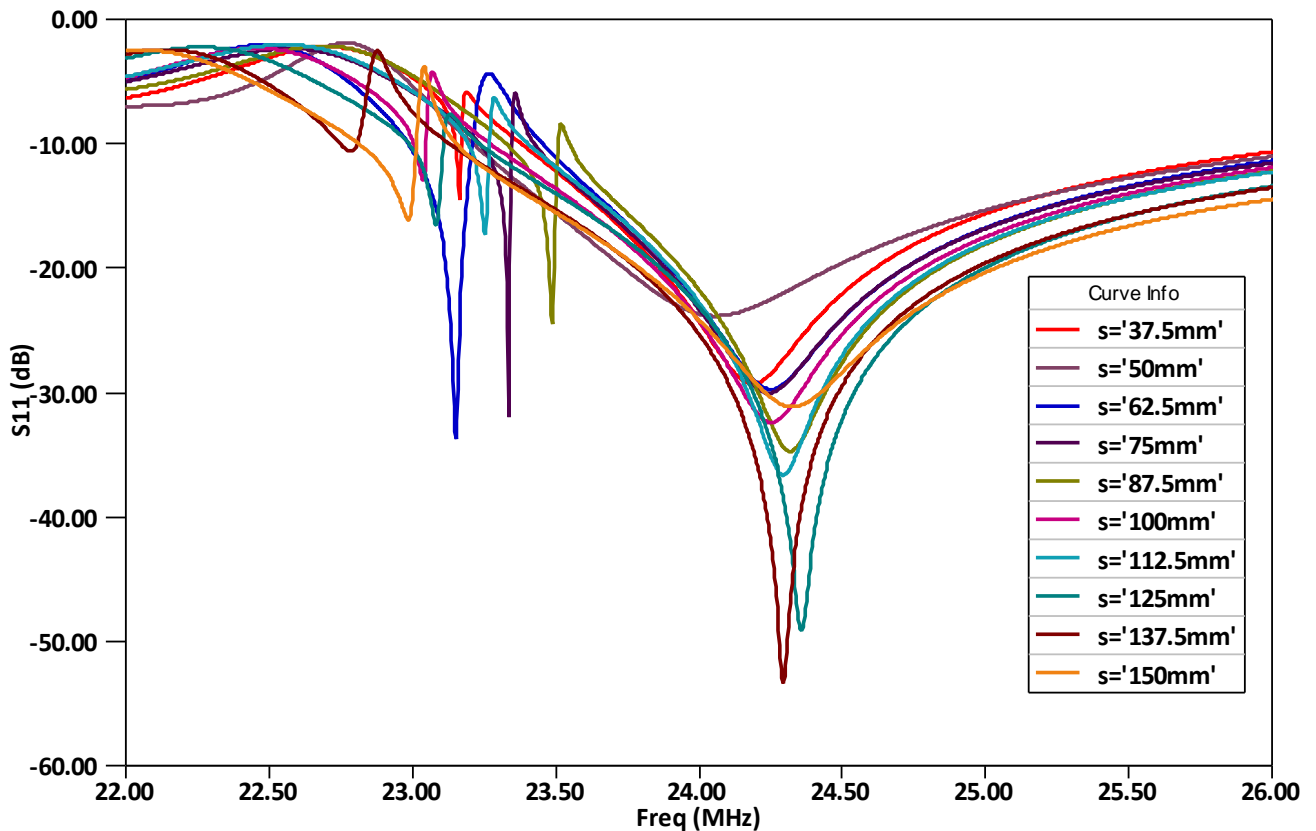


Fig. 3.20. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avec différentes valeurs de largeur de l'arme spirale,  $s$ .

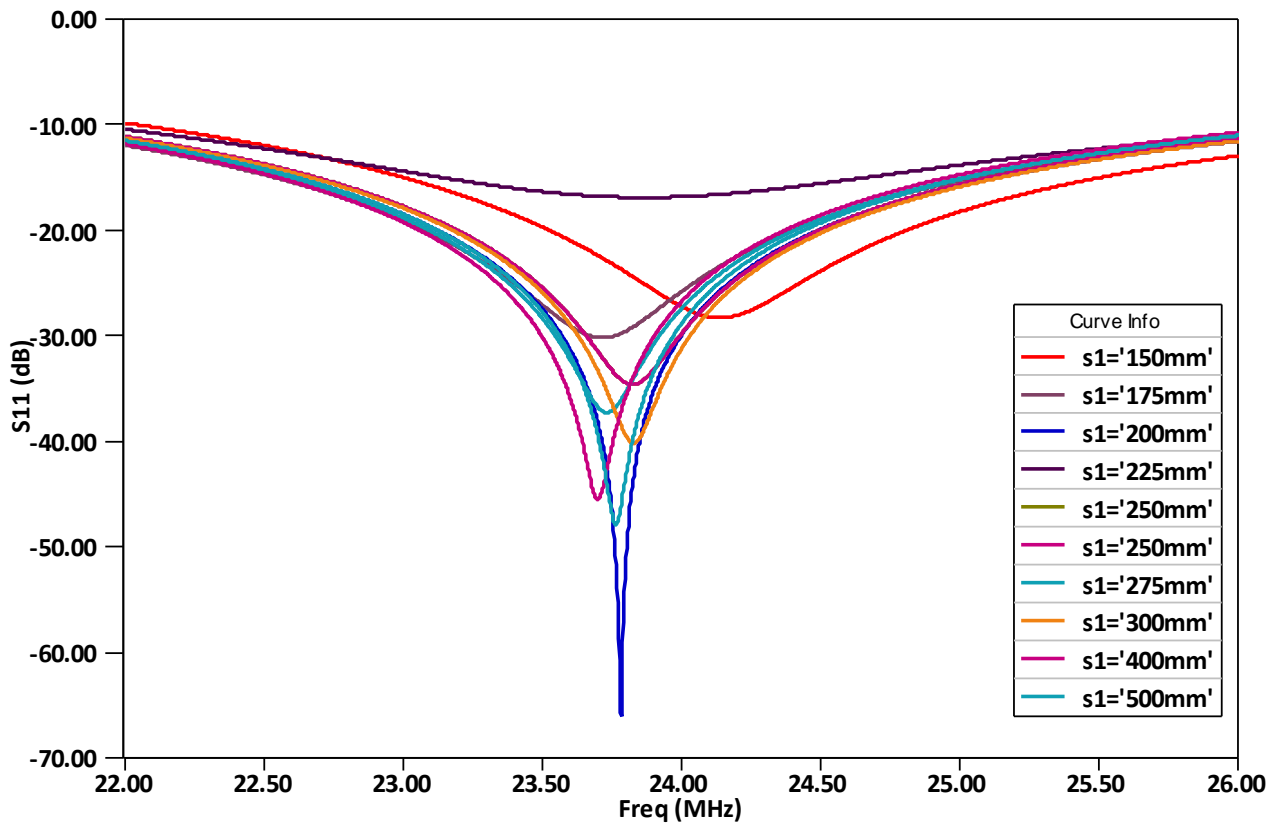


Fig. 3.21. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avec différentes valeurs de la longueur de la fente d'anneau fendu,  $s_1$ .

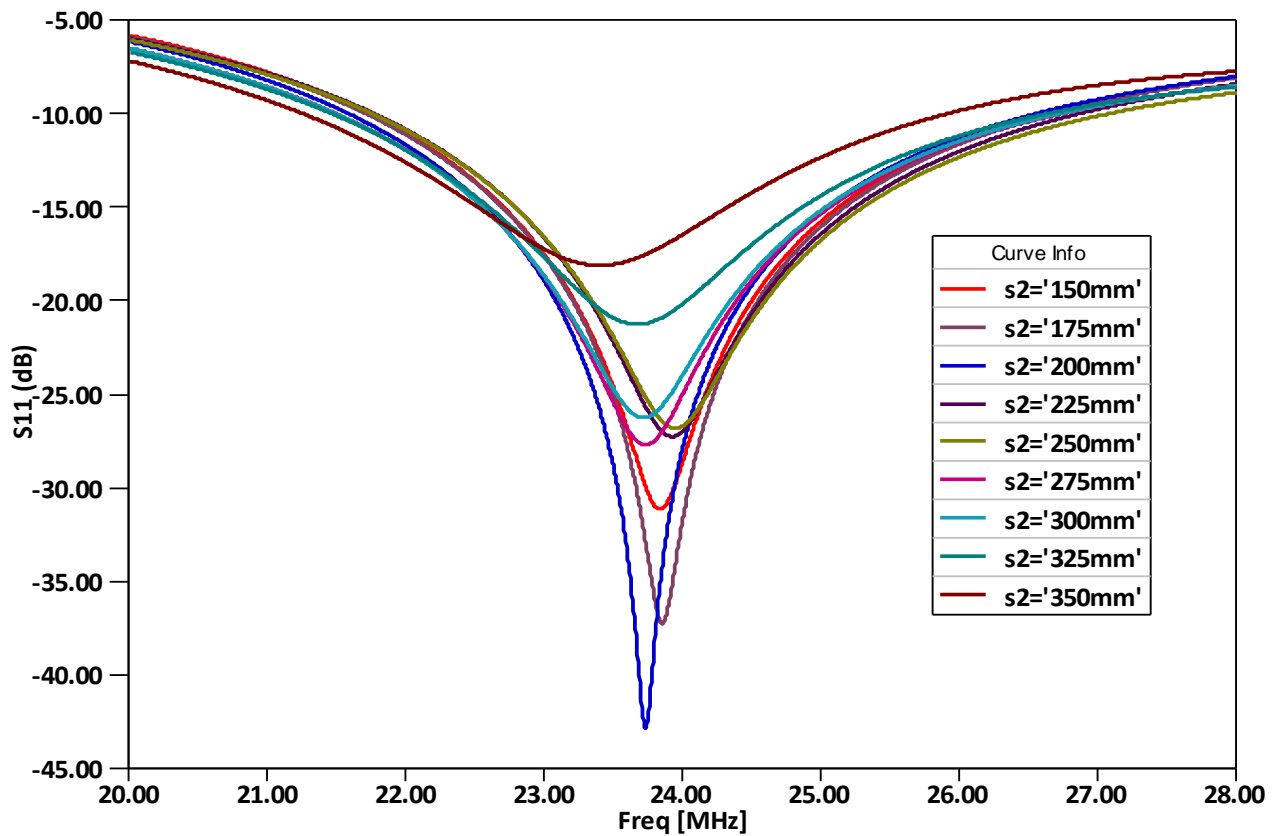


Fig. 3.22. La variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avec différentes valeurs de la longueur de la fente d'anneau fendu,  $s_2$ .

### 3.4. Conception d'une antenne monopôle plan multifréquence à base de la technique de fentes

#### **Présentation :**

Précédemment, on a manipulé des antennes rayonnant en onde de surface que sont principalement sont conçues à la base d'antenne monopôle élémentaire classique, ensuite on a traité les problèmes liés à l'adaptation, la miniaturisation et de l'élargissement de la bande passante. Dans cette portion de ce travail, on va présenter une antenne monopôle plan à base de la forme rectangulaire avec l'introduction des fentes pour but créer un comportement multifréquence et toujours à la gamme de fréquence HF.

Une variété de techniques a été utilisée pour créer des antennes multi bandes. Une antenne multibande typique, qui est une structure composite à base des composantes résonnantes à bande étroite, cependant une grande difficulté a été trouvée dans la conception en raison de la structure sophistiquée et la bande passante d'impédance extrêmement sensible [10].

Une autre technique pour la conception d'une antenne multibande est de créer des fentes au niveau de l'élément rayonnant que de préférable soit de forme plane. Récemment, les antennes monopôles plans ont reçu une attention accrue, de tels sorts ces antennes présentent une bonne adaptation d'impédance, des diagrammes de rayonnement stables et un rendement élevé. Ainsi que beaucoup de recherches sont amenées sur ce type de version d'antenne [10-12], la figure 3.23 représente un ensemble des antennes monopôles plans avec des formes différentes de radiateur.

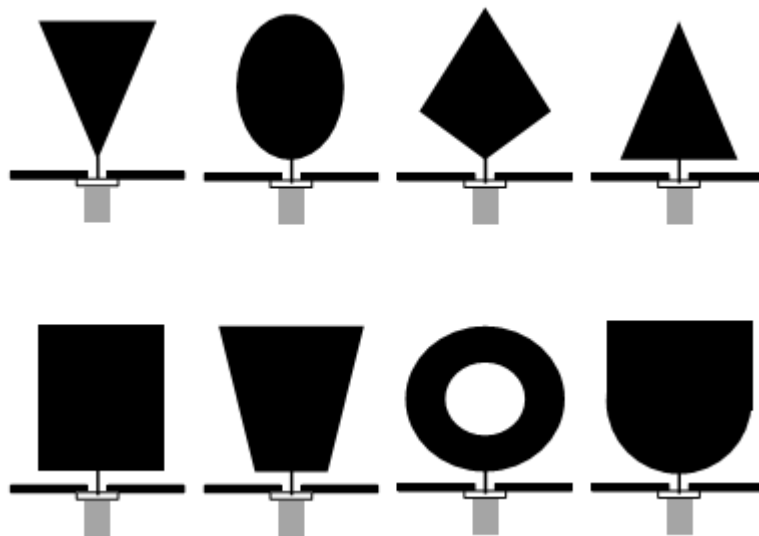
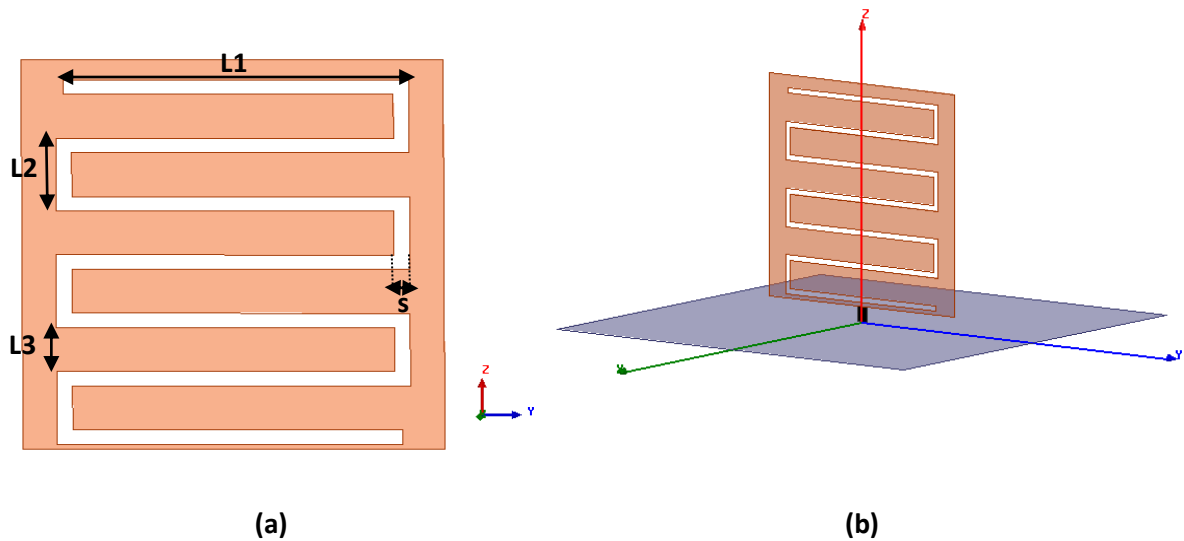


Fig. 3.23. Illustration des monopôles plans avec différents forme de radiateur.

#### **Le design de l'antenne proposée :**



La figure 3.24 montre la géométrie d'un monopôle plan rectangulaire centré sur un plan de masse carré de côté de longueur de 15 m.



**Fig. 3.24. Géométrie du monopôle rectangulaire plan avec introduction d'une fente sous forme d'une ligne méandre (a) et son perspective vue (b).**

Le monopôle plan rectangulaire est une plaque en cuivre avec dimensions de  $4 \times 4 \text{ m}^2$ , l'antenne est excitée par un port localisé d'impédance d'entrée de  $50 \Omega$ . Une fois la conception de l'antenne monopôle rectangulaire plan est terminée, une fente sous forme d'une ligne méandre est introduite au niveau de l'élément rayonnant dont les paramètres géométriques fondamentales que décrivent la forme de la fente ligne méandre sont :  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  et  $s$ . Grâce à l'outil d'optimisation de simulateur électromagnétique HFSS, une série d'optimisation sur ces paramètres est effectuée afin la meilleure sélection des valeurs adéquates. En rappelant que le but d'introduction de la fente est la création d'un comportement multifréquence, on parle sur une structure antennaire multifréquence rayonnant en ondes de surface.

#### **Résultats de simulation :**

La figure 3.25 représente le coefficient de réflexion simulé ( $S_{11}$ ) de l'antenne proposée pour différents valeurs de la largeur de fente,  $s$ . Les dimensions de  $L_1$ ,  $L_2$ , et  $L_3$  sont déterminés comme étant 3.22 m, 0.65 m et 0.55 m. Comme prévu, nous pouvons observer que la fente en forme ligne méandre contribue à la création d'un comportement multifréquence, on prend les lectures pour la valeur  $s=50 \text{ mm}$  ; on a une résonance autour 15.9 MHz, 20.8 MHz et 22.5 MHz. Tous ces résonances sont avec des excellentes taux d'adaptation que il peut aller jusqu'à le -60 dB dans le cas de  $s=90.62 \text{ mm}$ . On peut interpréter ces phénomènes par l'effet de couplage mutuel entre les lignes de la fente que on peut expliquer plus si en a fait des modélisations basées sur les lignes de

transmission que certainement on peut trouver des effets capacités ou inductifs en lien direct avec ces extras performances.

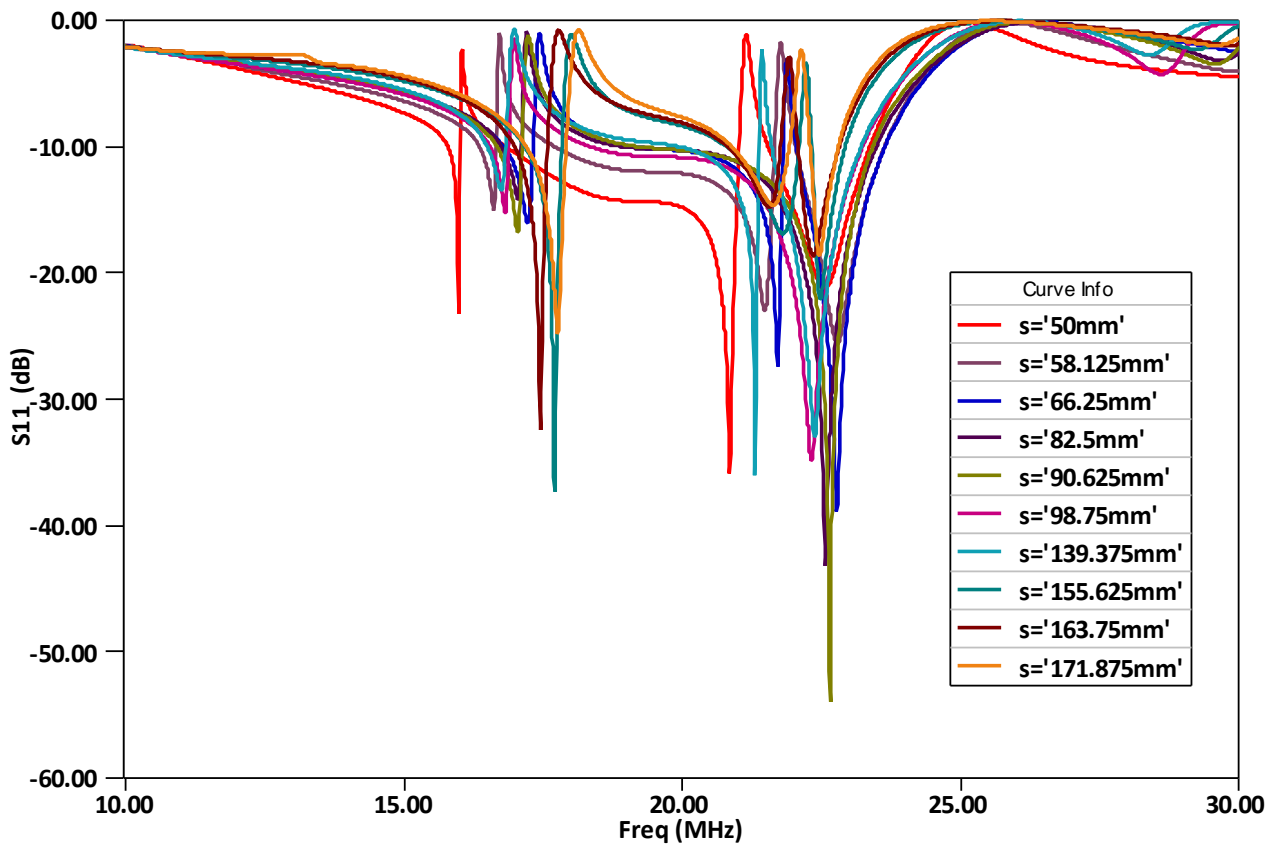


Fig. 3.25. La variation de coefficient de réflexion de la fréquence avec différente valeurs de s.

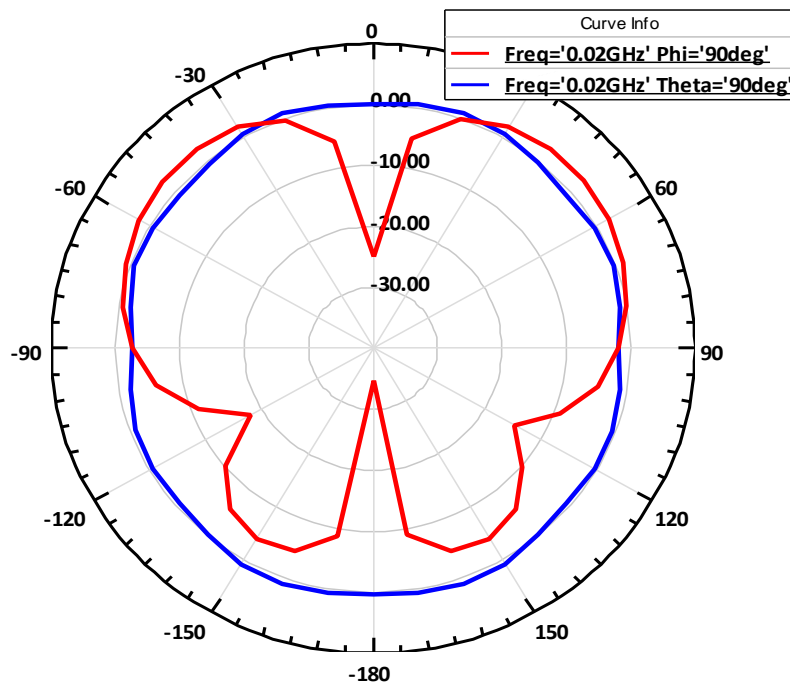
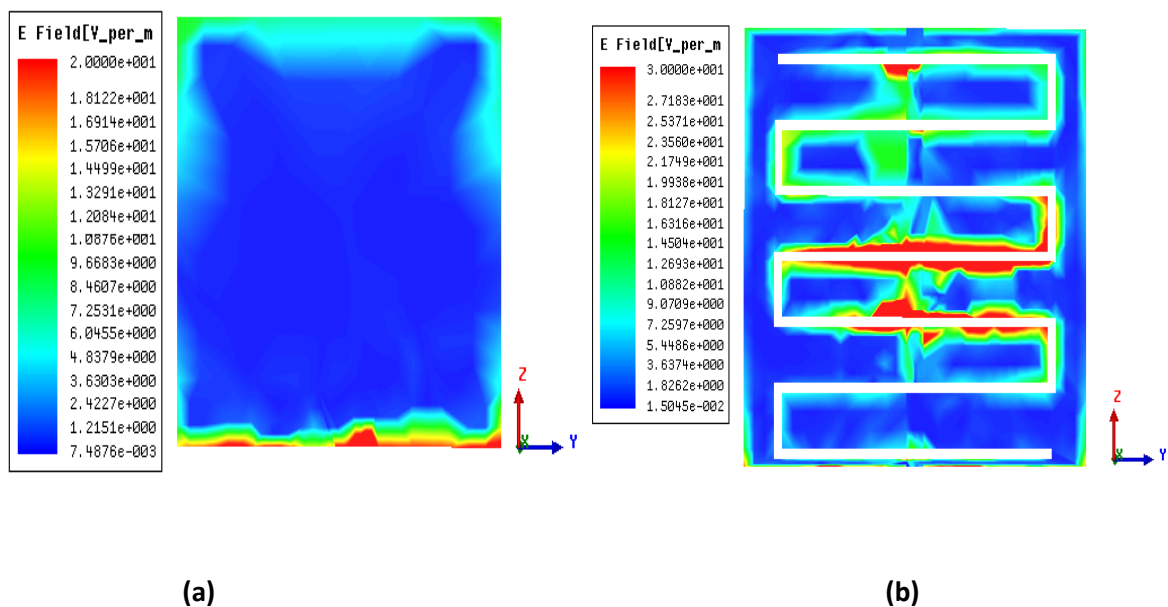


Fig. 3.26. La directivité de l'antenne proposée dans le plan E (courbe en rouge) et dans le plan H (courbe en bleu) à la fréquence 20 MHz.

En termes de caractéristique de rayonnement, la figure 3.26 illustre le digramme de rayonnement à la fréquence 20 MHz dans les deux plan (plan E : courbe rouge et dans le plan H courbe en bleu). Qu'il est clair que le rayonnement est totalement omnidirectionnel dans le plan d'azimut et exhibe un rayonnement presque nul dans le sens transversal pour le plan d'élévation et ça réponde sur une des conditions pour faire les systèmes antennaires rayonnent en ondes de surface. Le gain total à la fréquence 20 MHz est d'environ 4.66 dB.

Les distributions de champs électriques E à la fréquence de résonance 20 MHz sont présentées graphiquement dans la figure 3.27 pour l'antenne monopôle plan rectangulaire avec et sans introduction de la fente de forme ligne méandre.



**Fig. 3.27. Distribution de champ électrique E dans une section transversale à la fréquence 20 MHz ; sans introduction de la fente (a) et avec l'introduction de la fente (b).**

D'après la comparaison entre les deux illustrations, Il est remarqué que l'introduction de la fente a des effets considérable sur le comportement électromagnétique de l'antenne monopôle plan, de tels sort on peut visualiser un champ électrique intensif au niveau des lignes de la fente et ça peut expliquer le phénomène de multifréquence de la figure 3.20 ainsi que on peut éclaircir ce dissemblance par l'état de mouvement de l'onde au niveau de lignes méandre de la fente c.-à-d. on a affecté l'antenne par des défauts pour faire jouer sur le mouvement de l'onde au niveau de la structure. Il ressort aussi à partir la comparaison que la structure devienne plus efficace pour exciter les ondes de surface, résultant en un rendement de rayonnement efficace.

#### 4. Conclusion

Au sein de ce chapitre, on a évolué et évalué des structures antennaires rayonnant en ondes de surface que sont présentées des caractéristiques intéressantes soit en termes de caractéristiques de rayonnement, soit en termes de phénomène de réflexion. De tels sorts, les principes de fonctionnement et les généralités sont exposées puis une simulation électromagnétique de la structure est réalisée et les caractéristiques de rayonnement correspondantes sont illustrées et commentées. Nous avons été en mesure d'obtenir des structures miniaturisées et répondantes sur des critères exposés (augmenter la bande passante, ou d'obtenir des structures multi-bandes...). Au prochain chapitre, nous allons concevoir des antennes à ondes de surface en présence des structures artificielles qui serviront comme des structures nouvelles dans le domaine de télécommunication sans fils.

## Bibliographie chapitre 3

- [1] "High Frequency Structure Simulator v 13", Ansoft Corporation, 2010.
- [2] Tatsuo Itoh. "Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures". John Wiley and Sons. 1989.
- [3] "User's guide HFSS", Ansoft Corporation. 2008.
- [4] Mouhouche. Faiza, "Analysis of small microstrip patch antennas for mobile communication». Mémoire de Magistère en telecommunication. Université de M'hamed Bougara, Boumerdes, 2010.
- [5] H. C. Chan L. Sevgi, A. Ponsford. An integrated maritime surveillance system based on high frequency surface-wave radars, part I and II. IEEE antennas and propagation magazine, 43(4), August 2001.
- [6] Emilie BRONNER, " Amélioration des performances des radars HF à ondes de surface par étude d'antenne compacte et filtrage adaptatif appliqué à la réduction du fouillis de mer", Thèse Doctorat, UNIVERSITE de PARIS 6 ,2005.
- [7] H. C. Chan L. Sevgi, A. Ponsford. An integrated maritime surveillance system based on high-frequency surface-wave radars, part I and II. IEEE antennas and propagation magazine, 43(4), August 2001.
- [8] K.-W. Gurgel. Information on HF-Radar, <http://ifmaxp1.ifm.uni-hamburg.de>
- [9] Saber DAKHLI, Kouros MAHDJOUBI, Jean-marie FLOCH, Hatem RMILI and Habib ZANGAR, "Efficient, Metamaterial-Inspired Loop-Monopole Antenna with Shaped Radiation Pattern, "Loughborough Antennas and Propagation Conference, November 2012.
- [10] N. Agrawal, G. Kumar, K. Ray, "Wide- Band Planar Monopole Antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., pp. 294-295, Feb. 1998.
- [11] M. J. Ammann, "Impedance Bandwidth of the Square Planar Monopole," Microwave Opt. Technol. Letters, pp. 185-187, Feb. 2000.
- [12] M. J. Ammann, "Control of the Impedance Bandwidth of Wideband Planar Monopole Antennas Using a Beveling Technique," Microwave Opt. Technol. Letters, pp. 229-232, Feb. 2001.

# *Chapitre 4*

## **Conception et optimisation des antennes à ondes de surface en présence des structures artificielles**

### **1. Introduction**

En 1915, le physicien anglais W.L BRAGG [1] qui travaille sur la diffraction de rayon X dans les cristaux a inventé le fameux miroir qui porte son nom, ce miroir est classé parmi les structures appelées périodiques, la propagation d'une onde électromagnétique dans une telle structure est perturbée pour certaines longueurs d'onde bien précises alors que le matériau est transparent aux autres longueurs d'ondes, ces plages de fréquences pour lesquelles la réflexion est totale ont été appelées bande interdite photonique (BIP) [2]. Ces dernières années ont connu l'apparition d'autres matériaux appartenant aux structures périodiques et présentent les mêmes propriétés de BIP, ces types de matériaux surnommés « Métamatériaux » ayant des propriétés artificielles inexistantes dans la nature [3]. Nous allons parler de l'évolution des structures artificielles électromagnétiques soit en termes de BIP ou des Métamatériaux.

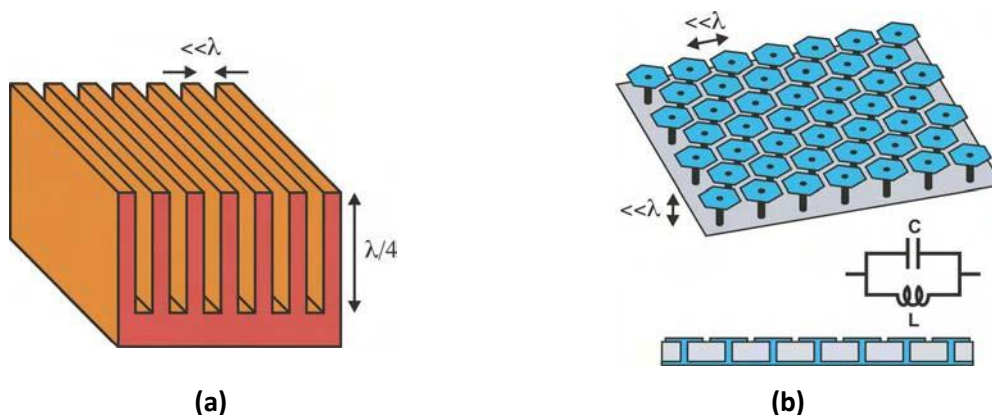
Dans cette section, nous allons définir quelques types de structures artificielles qui seront principalement étudiés à cette thèse commençant par la Surface à Haute Impédance (SHI) (High Impedance Surface « HIS », en anglais) en citant leurs caractéristiques et leurs utilisations possibles, ensuite on va parler du deuxième type de Métamatériaux qui sont les Résonateur en Anneau Fendu (RAF) (Split Ring Resonator « SRR », en anglais). Pour cela, nous détaillerons la théorie et les applications de ces composants.

Enfin, et comme application de ces structures novatrices nous allons les implémenter sur notre structures antennaires, on parle donc sur des antennes à ondes de surface en présence des structures artificielles qui serviront comme des structures nouvelles dans le domaine de télécommunication sans fils et plus spécifiquement dans la propagation par ondes de surface.

## 2. Surface haut impédance « SHI » (High-Impedance Surface: HIS)

Les surfaces à haute impédance (HIS) introduites par Sievenpiper en 1999 sont vues comme des extensions 2D des surfaces corruguées [4]. Elles sont constituées d'une distribution d'éléments localisés à base de circuits en parallèle. Typiquement, ces structures de type "champignon" sont périodiques et constituées de patches métalliques imprimés sur un substrat diélectrique et connectés au plan de masse par l'intermédiaire de vias métalliques. En ajustant les paramètres géométriques d'une cellule élémentaire (taille des patches, hauteur du substrat...), il est possible d'obtenir un effet haute impédance à la fréquence souhaitée [5].

L'onde interagit avec la surface métallique engendrant une accumulation de charges au bord des motifs (souvent de type « champignons » comme sur la figure 4.1). Une boucle de courant peut alors s'établir entre deux motifs par l'intermédiaire des piliers métalliques. L'accumulation de charges est responsable de l'effet capacitif et la boucle de courant est responsable de l'effet inductif. La combinaison de ces deux effets permet d'obtenir une résonance produisant un effet haute impédance [5].



**Fig. 4.1. Surface corruguée (a) ; surface à haute impédance à symétrie hexagonale avec son origine du modèle circuit caractérisant la résonance d'une cellule (b).**

Compte tenu de l'origine de ces effets haute impédance – combinaison d'effets capacitifs et inductifs – de nombreux modèles de ligne de transmission plus ou moins complexes ont été développés pour prédire et caractériser ces résonances [5-6]. La pertinence de ces modèles est avérée compte tenu du fait que ces structures sont très petites devant la longueur d'onde et font donc intervenir des phénomènes de résonance de type quasi statique.

Le premier et le plus simple de ces modèles consiste en un circuit LC parallèle [7]. Il a l'avantage de prédire la fréquence de résonance et la largeur de bande sur laquelle nous

avons une impédance de surface très élevée. En effet, l'impédance d'un circuit LC parallèle idéale s'écrit :

$$Z(\omega) = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (4.1)$$

Ainsi la résonance survient à la fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

La largeur de bande associée à cette résonance, lorsque les pertes sont modélisées, est proportionnelle à :

$$BW = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.3)$$

La fréquence de résonance est inversement proportionnelle à l'effet inductif, provenant de l'épaisseur du substrat et de la taille de la cellule élémentaire, et à l'effet capacitif issu des bords des patchs métalliques. La largeur de bande de la résonance elle est proportionnelle à l'effet inductif et inversement proportionnelle à l'effet capacitif. Il a été montré que ce modèle simple de ligne ne permet pas de modéliser correctement le comportement de telles structures périodiques [7]. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle d'autres modèles plus complexes ont été développés. Cependant il nous permet d'appréhender convenablement l'effet des différents paramètres géométriques de la structure.

Depuis [7], de très nombreux travaux ont porté sur l'optimisation de la géométrie de ces structures tantôt pour obtenir des effets multi fréquentiels, tantôt pour réduire la taille des cellules élémentaires et donc améliorer sa compacité, tantôt pour élargir la bande de fréquence dans laquelle ces surfaces présentent un déphasage proche de 0° (largeur de bande définie par un déphasage à la réflexion compris entre +90° et -90° ou +45° et -45° suivant les auteurs).

Il est important de noter que la présence des vias métalliques n'est pas requise pour obtenir un tel effet [8]. Ces structures peuvent alors être vues comme des surfaces sélectives en fréquences (FSS) derrière lesquelles se trouve un plan de masse. Des modèles analytiques précis peuvent ainsi être mis en œuvre pour déterminer leurs caractéristiques [9-10].

Ces HIS de type « champignon » – i.e. Possédant des vias métalliques connectant les patchs imprimés au plan de masse – sont également des matériaux à bande interdite (EBG). La figure 4.2 illustre les propriétés de dispersion d'une HIS carrée [11].



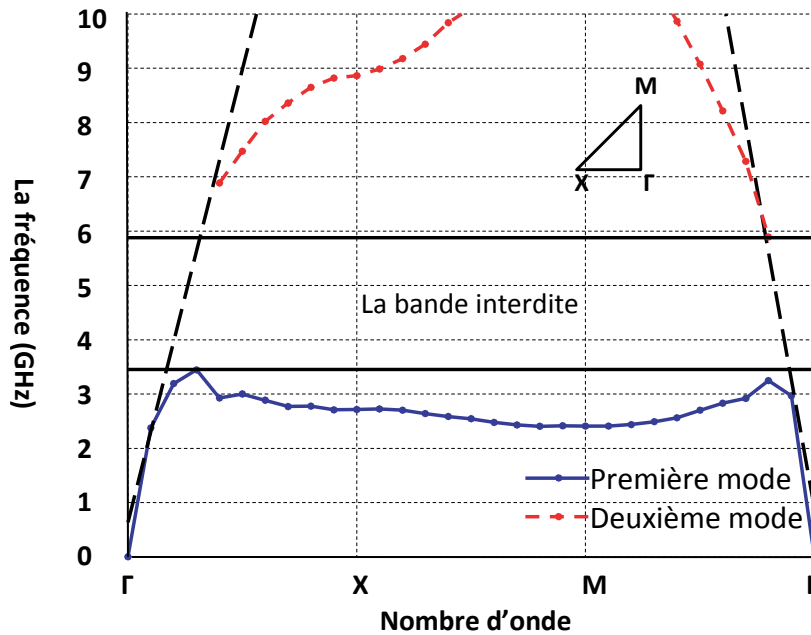


Fig. 4.2. Simulation du diagramme de bande par FDTD d'une surface à maille carrée.

En plus de posséder un effet haut impédance, cette structure possède donc des propriétés de dispersion remarquables aux alentours des mêmes fréquences : il y a présence d'une bande interdite électromagnétique. Dans une partie de cette bande de fréquence, il n'existe aucune solution à la propagation. Dans l'autre, il n'existe des solutions à la propagation que dans le cône de lumière, solutions qui correspondent à des ondes rayonnées suivant la normale au plan de la HIS. Suivant les auteurs, cette définition peut varier, à savoir que seule la bande interdite totale – ne présentant aucune solution – est considérée. Le calcul des propriétés de dispersion est effectué à partir d'une cellule élémentaire, technique semblable à celle utilisée dans le domaine de la cristallographie [12].

Il est ici important de remarquer qu'une HIS sans vias métalliques ne possède pas de bande interdite aux alentours de la fréquence de résonance à laquelle on obtient un effet haute impédance [8]. Ces HIS sans vias sont toutefois des EBG mais la bande interdite apparaît plus haut en fréquence. Ainsi, aux fréquences de la bande interdite – ne correspondant pas forcément à la fréquence HIS – les dimensions des patches sont de l'ordre de  $\lambda_{\text{eff}}/2$  (dans le cas d'une HIS utilisant des patches carrés et une technologie simple couche).

Les HIS avec EBG semblent posséder de nombreux avantages pour notre application : largeur de bande interdite compatible avec nos fréquences d'intérêt, compacité de la structure, facilité de réalisation [13]... Nous allons maintenant nous intéresser à la géométrie d'une HIS avec EBG aux dimensions réduites.

## 2.1. Application des SHIs à la conception d'une antenne à ondes de surface inspirée de la structure yagi-uda

Dans certaines structures antennaires rayonnant en onde de surface, il est important de réduire le rayonnement arrière d'une antenne. L'intérêt est double, rendre les caractéristiques de l'antenne insensibles à son environnement et doubler sa directivité. En présence d'une antenne électrique la solution habituelle est de placer un plan métallique à  $\lambda/4$  de l'antenne. Afin de réduire l'épaisseur de ce système, on peut théoriquement placer un conducteur magnétique parfait (CMP) dans le plan de l'antenne. Cette propriété n'étant hélas pas présente dans la nature, de nombreux auteurs [14-15] proposent la réalisation d'un conducteur magnétique artificiel (CMA) ou autrement dit de SHI au moyen d'une surface sélective en fréquence (SSF) sur un plan métallique [16].

L'inconvénient des SHI est qu'elles sont à bande étroite. Il est donc nécessaire de déterminer quelle taille et quel type de motif de cellule élémentaire constituant le SHI maximisent la bande passante. De plus, la réduction de la taille est théoriquement favorable puisqu'elle permet une meilleure homogénéisation des caractéristiques électriques du matériau et d'un point de vue pratique réduit la dispersion technologique. Cette partie de travail décrit donc une SHI à motifs miniatures destinée à être placée sous une antenne à onde de surface.

### *Surfaces à haute impédance : caractéristiques électromagnétiques*

Les caractéristiques des SHIs ont des limitations intrinsèques. Celles-ci dépendent directement des paramètres physiques et géométriques que sont la largeur du patch,  $w$  et le gap,  $g$  entre les patches, l'épaisseur du substrat,  $h$ , la permittivité relative,  $\epsilon_r$  et la perméabilité relative,  $\mu_r$  [17]. Nous rappelons le schéma de la SHI incluant ces paramètres sur la figure 4.3.

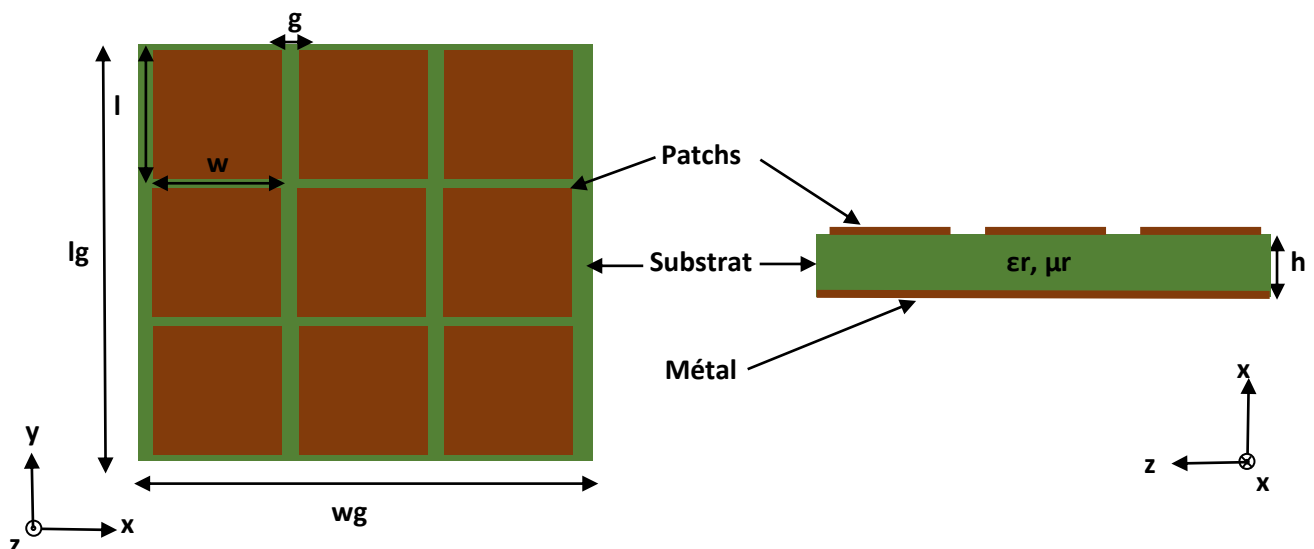


Fig. 4.3. Paramètres d'une surface à haute impédance.

La méthode des FDTD, est utilisée pour identifier les propriétés électromagnétiques de cette structure ainsi que pour simuler leurs performances [17]. Deux caractéristiques électromagnétiques de ces structures est d'un intérêt particulier : les caractéristiques de l'onde de surface et l'onde plane, ce dernier considéré comme l'excitation de la structure, les paramètres de la surface analysée sont :  $w=l=0.10\lambda$ ,  $g=0.02\lambda$ ,  $h=0.04\lambda$  et  $\epsilon_r=2.94$ . D'où  $\lambda$  la longueur d'onde de l'espace libre à 4 GHz, est utilisée comme longueur de référence pour définir les dimensions physiques des surfaces artificielles, la sélection de ces paramètres suit les directives en [18].

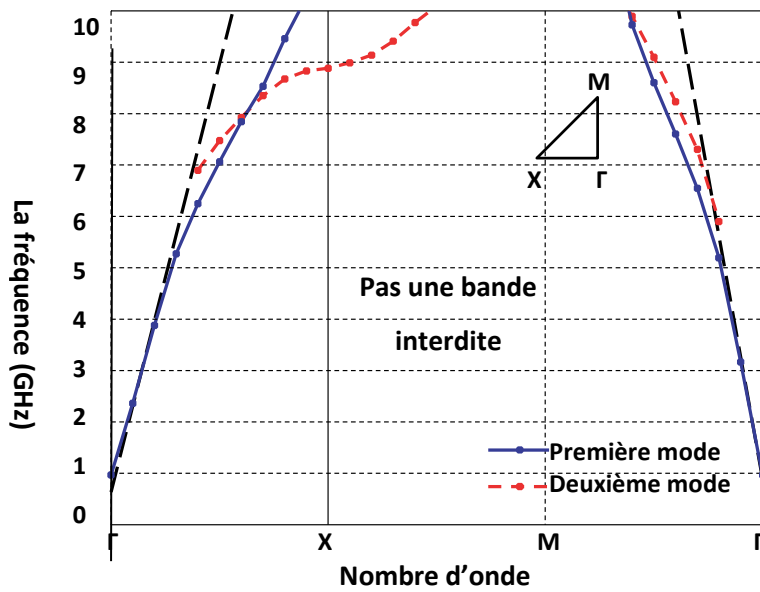


Fig. 4.4. Digramme de dispersion en fonction de nombre d'onde.

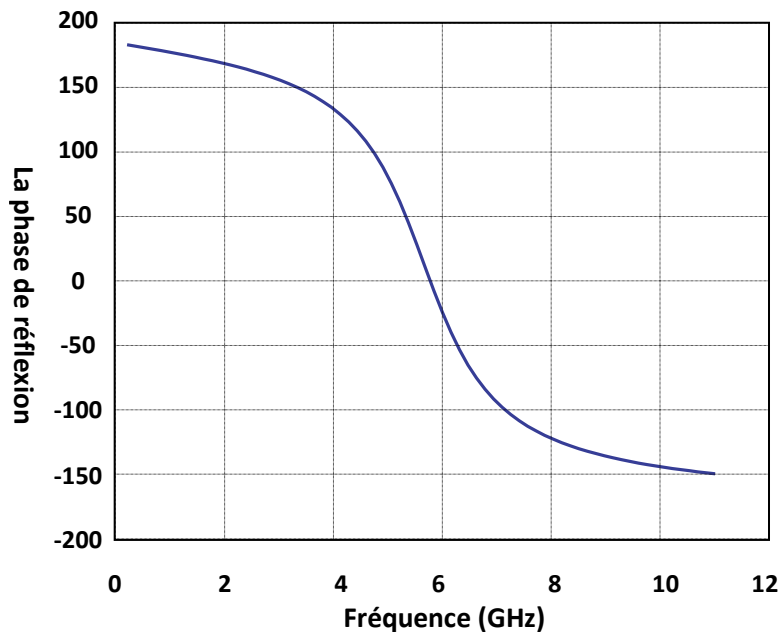


Fig. 4.5. Variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Le diagramme de dispersion est montré à la figure 4.4. Chaque point dans le diagramme de dispersion concerne à un certain mode d'ondes de surface, où l'axe horizontal indique le nombre d'onde et l'axe vertical indique la fréquence de mode, il est remarqué qu'il n'y a pas une bande interdite électromagnétique et le mode d'onde de surface (TM<sup>z</sup> dominante) peut exister dans la gamme de fréquences ci-dessus [17].

Ainsi que la figure 4.5 représente la phase du coefficient de réflexion d'un CMA en fonction de la fréquence lorsque celui-ci est éclairé par une onde plane en incidence normale. Pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance, le matériau se comporte comme un CEP avec une phase égale à  $\pi$ . Puis au fur et à mesure que la fréquence augmente, la phase du coefficient de réflexion du matériau diminue selon une certaine pente jusqu'à tendre vers  $0^\circ$  à  $f_0$ . Les ondes incidentes sont réfléchies en phase par le matériau artificiel. Au-delà de  $f_0$ , le réflecteur se comporte à nouveau comme un CEP avec une phase égale à  $-\pi$ . On nommera un CMA, tout matériau artificiel traduisant ce comportement [19].

### ***Simulation de la structure complète SHI-antenne: description et dimensionnements***

La structure de SHI de la figure 4.3 est simulée et esquissée dans la figure 4.6a. Des patches métalliques rectangulaires avec une longueur  $l_g = 3$  m, une largeur  $w_g = 2.2$  m et deux gaps  $g_1 = 0.2$  m et  $g_2 = 0.1$  m, ces patches sont périodiquement imprimés sur le dessus d'un substrat  $l_g \times w_g = 15.7$  m  $\times$  12 m backed par un plan de masse avec une constante diélectrique  $\epsilon_{r1} = 4.4$  et d'une épaisseur,  $h_1 = 0.4$  m. Ainsi que, la structure antennaire associée est mentionnée à la figure 4.6b que elle s'agit une antenne inspirée de la structure célèbre Yagi-Uda dont le l'élément radiateur est un monopôle méandre, ce dernier est propulsé par un réflecteur à l'arrière et directeur en avant.

Les paramètres géométriques décrivant l'antenne méandres sont ;  $l_1 = 5.1$  m,  $l_2 = 5.53$  m,  $l_3 = 1.62$  m,  $l_4 = 0.95$  m,  $l_5 = l_6 = 0.15$  m,  $l_7 = 0.45$  m et  $l_8 = 1.77$  m. Les trois pièces métalliques parallèles sont imprimées sur un substrat dont les dimensions de 7.4 m  $\times$  5 m avec une constante diélectrique,  $\epsilon_{r2} = 2.94$  et une épaisseur,  $h_2 = 0.15$  m.

En contraste de l'antenne Yagi classique, les éléments métalliques sont situés dans le voisinage proche du conducteur et l'avantage de la forme méandre, résultant une taille totale de l'antenne très compacte. Une fois la structure antennaire est bien conçue, l'élément rayonnant est placé au-dessus de tapis de Sievenpiper (la structure SHI) constitué de 5 $\times$ 5 cellules à une hauteur de  $h_3 = 0.6$  m comme il est illustré à la figure 4.6c. Il est à noter que, selon notre étude de simulation, une nouvelle réduction de la taille totale de la structure antennaire pourrait être atteint par les re-optimisations dans les paramètres constructifs.

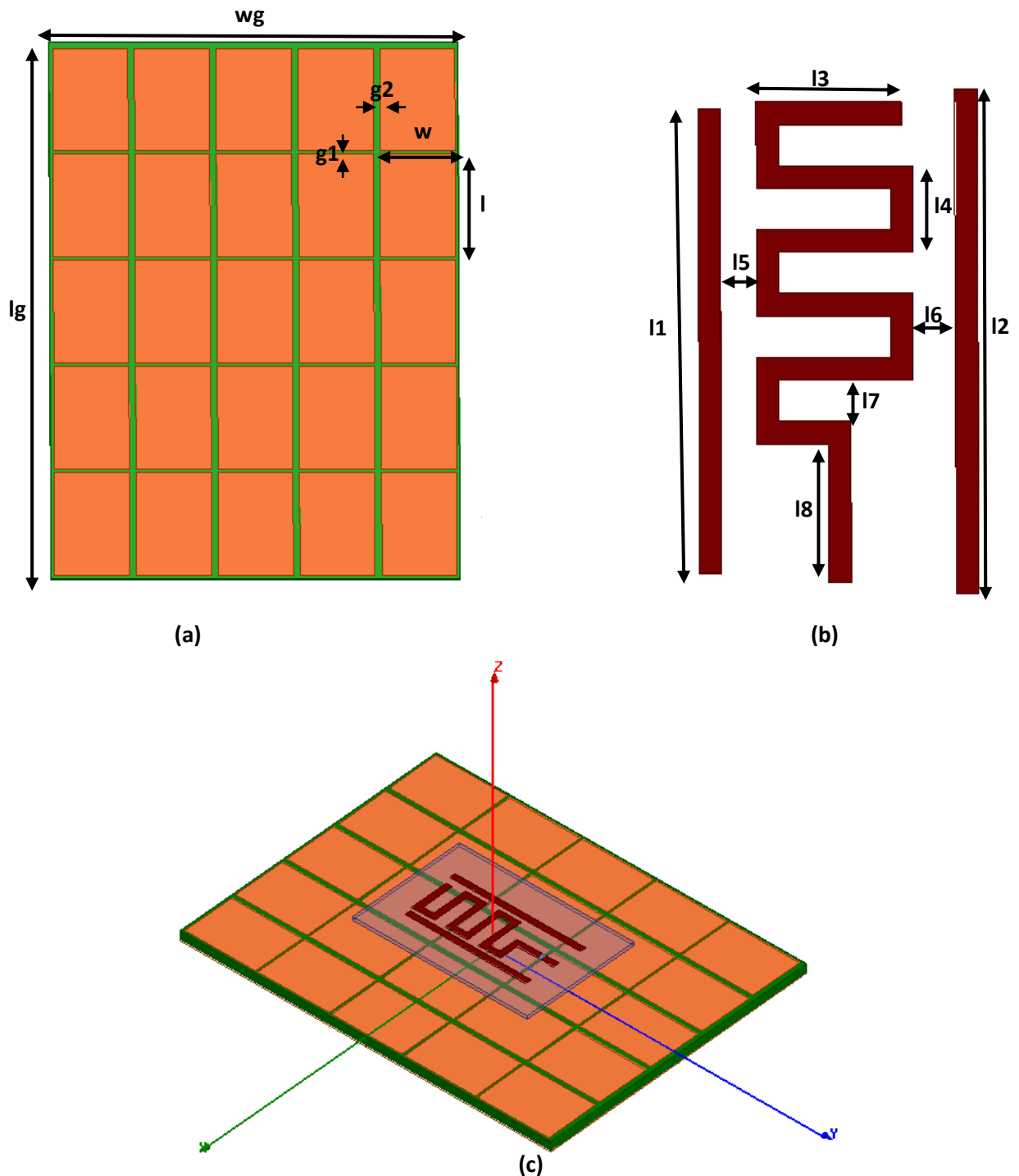


Fig. 4.6. La structure simulée de : tapis de Sievenpiper (a), l'antenne monopôle méandre (b) et une vue perspective (c).

**Résultats et discussion :**

**Phénomène de réflexion**

Les caractéristiques de performance ont été calculées en utilisant le simulateur électromagnétique, HFSS. Au titre de comparaison, La figure 4.7 représente le coefficient de réflexion de l'antenne proposée et celle pour l'antenne conventionnelle (sans chargement des SHIs).

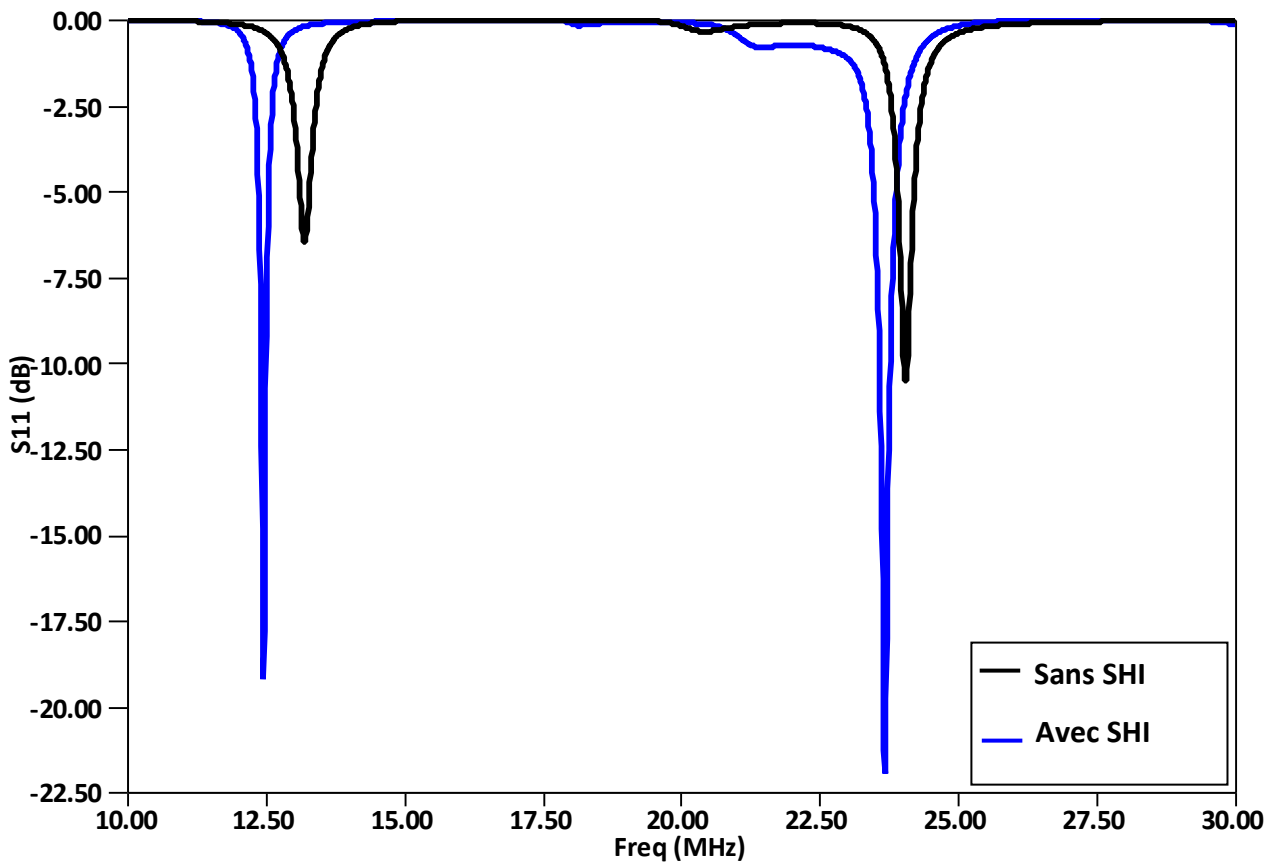


Fig. 4.7. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Les deux antennes montrent un comportement multifréquence autour le 12.5 et 23 MHz. Il est remarqué que dans le cas d'absence de tapis de Sievenpiper, l'antenne exhibe un comportement très pauvre en termes d'adaptation. En revanche, lorsque les SHIs sont amenées, une très bonne adaptation est obtenue autour les deux fréquences de résonances qui sont proches d'une -22 dB pour la première résonance et autour le -22.5 dB pour la deuxième résonance et cela due en susceptible de l'effet de chargement des SHIs que jouent le rôle d'un réflecteur artificiel.

#### ***Diagramme de rayonnement et Distribution de champ électrique***

La figure 4.8 montre les directivités de notre antenne en 2D dans les deux cas avec et sans chargement de tapis de Sievenpiper. Le rayonnement est quasi-broadside dans le cas d'absence des SHIs qu'il ne ressemble en aucune façon de comportement d'antenne yagi et cela due à les petites espacements entre les éléments métalliques. En revanche, l'antenne proposée présente un faisceau large et inclinée vers la direction en-bout «endfire», indiquant que le SHI a un effet significatif au diagramme de rayonnement de l'antenne proposée et couvre les règles traditionnelles pour concevoir une antenne de type yagi notant l'espacement entre les éléments métalliques que souvent très large.

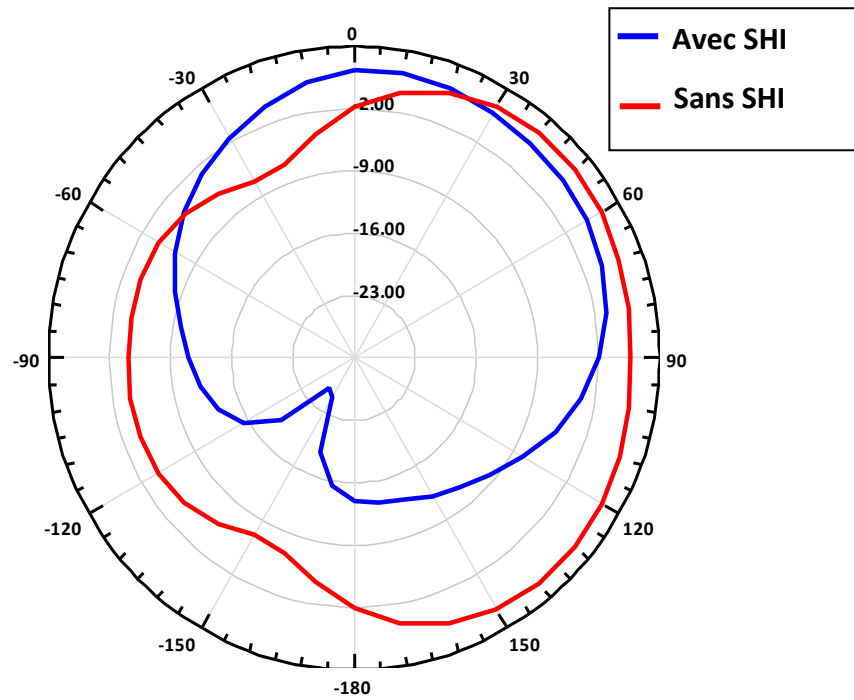


Fig. 4.8. Diagramme de rayonnements 2D dans le cas de présence et absence des SHIs.

Egalement, Les diagrammes de rayonnement peuvent être interprétés à partir du mécanisme de l'antenne à ondes de surface dans laquelle les améliorations sont obtenues en raison de lancement efficace des ondes de surface dans le plan de masse artificiel. Les patches carrés périodiques convertit avec succès les champs électromagnétiques au niveau de l'antenne en ondes de surface que se propageant le long de l'axe de l'antenne.

En fin, les composante du champ électrique E sur la surface supérieure de tapis de Sievenpiper est donnée dans la figure 4.9.

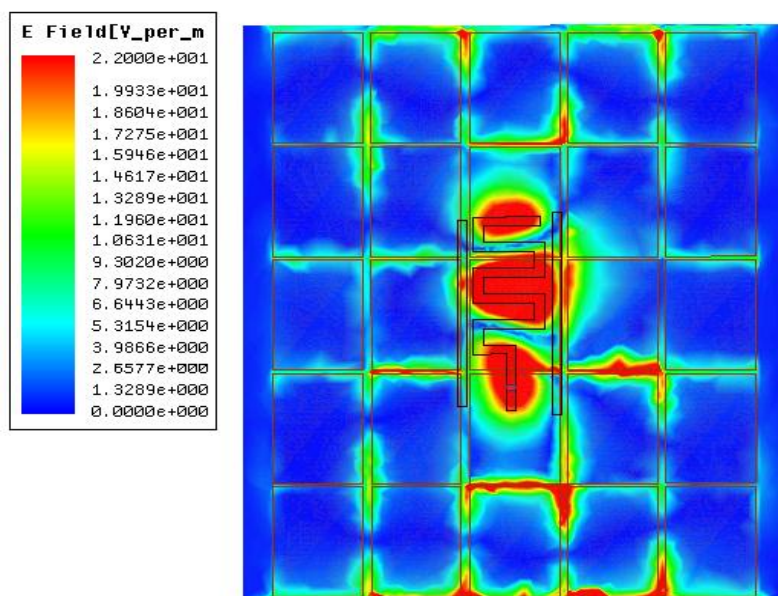


Fig. 4.9. L'intensité du champ électrique au-dessus de substrat.

C'est pour raison plus confirmer les phénomènes électromagnétiques résultants de telle structure, La figure 4.9 montre la simulation 2D de distribution de champ électrique à 22 MHz de l'antenne a proposé avec le chargement de la SHI, On peut voir qu'il y a de haute intensité du champ électrique sur les patchs métalliques principalement aux patchs qui entourent l'antenne ainsi que les patchs centrales. Cette distribution, montre comment le champ électrique se propage le long du conducteur magnétique artificiel qui exprime le mode de propagation des ondes de surface. Par conséquent, par rapport à l'antenne dipôle excitant les ondes de surface dans deux directions, l'antenne projetée aboutit à la propagation d'ondes de surface unidirectionnelle.

### **Conclusion**

Une antenne planaire inspirée de la structure Yagi-Uda est placée à proximité de la surface. Principalement est unidirectionnelle et en mode TE, onde de surface est excitée au niveau de les SHIs, qui se déplace le long de sa surface et diffracte à la limite, résultant en une caractéristique de rayonnement du type à rayonnement de type endfire.

### **2.2. Application de la SHI-creux à la conception d'antenne imprimée à ondes de surface, très compact et exhibe un rayonnement semblable que une antenne monopôle**

Dernièrement, l'antenne monopole  $\lambda/4$  avec un rayonnement omnidirectionnel il devient inutile pour les dispositifs en télécommunications à cause son encombrement vertical. A ce stade-là beaucoup de recherche et travaux [20-23] aspirent à développer des systèmes antennaires planaires omnidirectionnels qu'ils agissent comme une antenne monopôle soit dans le type de rayonnement soit en état de polarisation. Généralement, la diffraction des ondes de surface aux bornes du plan de masse est un inconvénient majeur pour les systèmes antennaires planaires mais ils peuvent être utilisés pour construire des structures d'antenne prometteuses lorsqu'elle est correctement contrôlée [24].

Dans ce travail nous allons proposer une antenne planaire à onde de surface avec un rayonnement omnidirectionnelle semblable qu'une antenne monopôle. Et pour obtenir une structure antennaire très compacte et performante on va exploiter des matériaux artificiels inspirés de la SHI de la section précédente, cette structure artificielle est un réseau des anneaux carrés métalliques (RACM).

### ***Conception de l'antenne à onde de surface : description et géométrie***

Parmi les méthodes destinées à atteindre un rayonnement semblable que le monopôle, est d'utiliser une antenne microruban. Le plus simple est telle antenne, une antenne patch circulaire,



qui rayonne de manière symétrique autour de l'axe z avec un rayonnement nul dans le sens flanc (broadside). Dans ce travail, la conception dans [25] est optée, mais à ce moment la conception est pour des applications à la bande de fréquence HF, ainsi que avec le remplacement des patches carrés par des anneaux carrés.

Comme illustré sur la figure 4.10, la structure antennaire à onde de surface constituée de deux parties : un RACM sur la couche supérieure du diélectrique, et un patch circulaire de rayon  $r_p = 4.2$  m au milieu de le même diélectrique. Ce dernier est alimenté par un câble coaxial localisé à ce centre (alimentation symétrique), L'épaisseur de la couche diélectrique est  $h = 0.6$  m et sa constante diélectrique est  $\epsilon_r = 3,48$  comme il est marqué dans la figure 4.10 (a) et (b). La longueur de la cellule unitaire du RACM est  $l = 1.5$  m et la largeur de chaque ruban est  $s = 0.12$  m, l'écart entre les anneaux adjacents est  $g = 0,3$  m comme il est marqué sur la figure 4.10 (c) et (d).

Le choix de la structure artificielle sous forme d'un RACM a abouti après avoir remarqué que la taille de cellule unitaire du type en anneau est de près de 0,8 fois celle du type patch [67]. Cela indique que la plus petite taille de la structure artificielle peut être réalisée en utilisant de tel RACM. La réduction des dimensions latérales dans ce cas diminue la capacité entre les deux cellules élémentaires adjacentes.

Toutefois, en raison de la forme de l'anneau, une plus grand inductance est introduite dans le système de résonance par rapport à celle de type patch, qui compense la réduction de la taille, et par conséquent même fréquence de résonance est obtenue avec la plus petite taille [26]. La structure simulée sous l'environnement électromagnétique, HFSS est configurée à la figure 4.11.

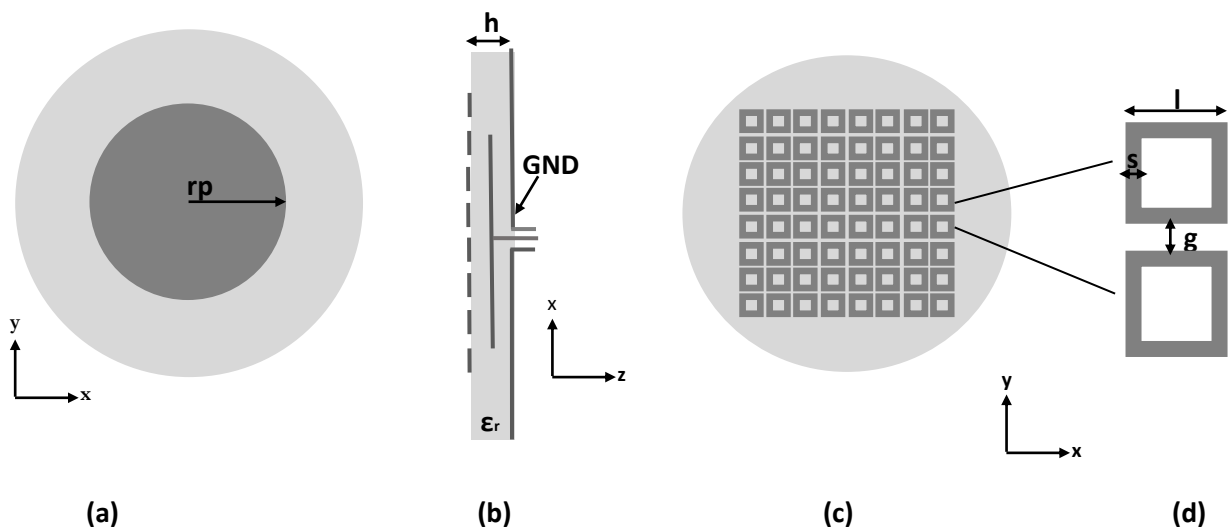


Fig. 4.10. Configuration de l'antenne à ondes de surface : vue en dessus de l'antenne (a), vue en latérale (b), vue en dessus de RACM (c) et zoom de deux unités de RACM (d).

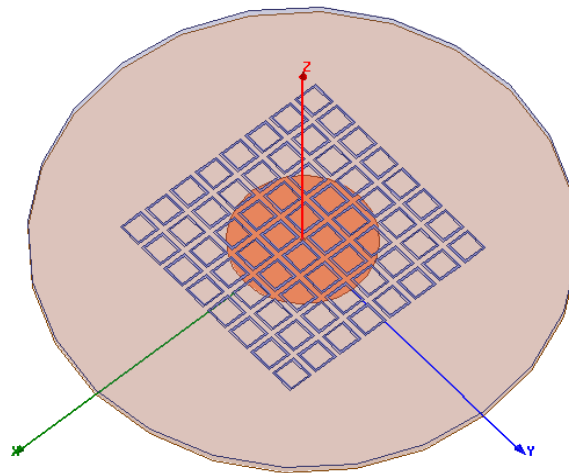


Fig. 4.11. L'antenne proposée simulée en HFSS.

**Simulation complète de la structure antenne circulaire imprimée : résultats et discussions**

Toujours à l'aide de simulateur électromagnétique, HFSS. Nous avons simulé dans un premier temps la structure que a discuté précédemment ensuite on va exécuter la simulation et on va tracer les résultats.

**Coefficient de réflexion :**

Comme le montre la figure 4.12, dans le cas de sans chargement de RACM, l'antenne proposée excite des ondes de surface et présente un inacceptable coefficient de réflexion qui est seulement  $S_{11} = -7.8$  dB en raison de sa haute impédance d'entrée.

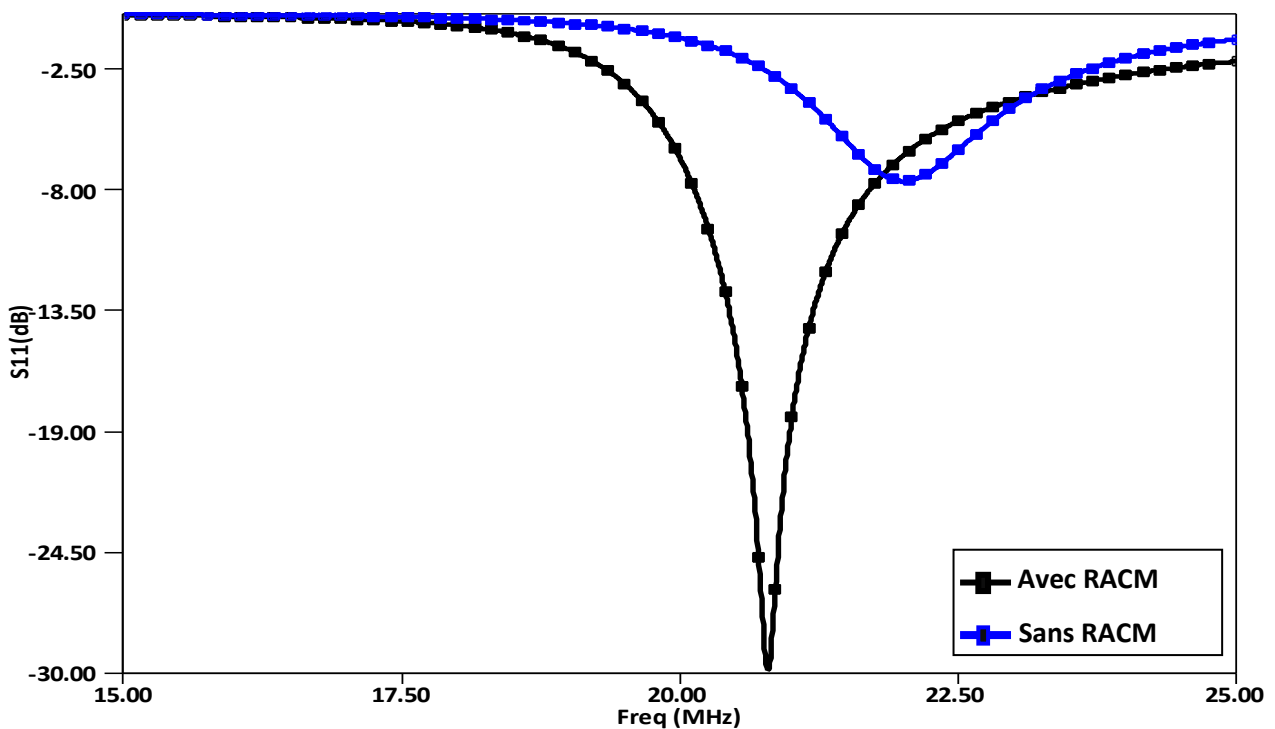


Fig. 4.12. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne proposée avec et sans chargement du RACM.

Alors que pour le cas de "avec chargement de RACM",  $S_{11}=-30$  dB, ce phénomène peut expliquer par: la couche artificielle périodique permet le lancement efficace des ondes de surface et permet à l'antenne pour présenter un très bon coefficient de réflexion à la fréquence de résonance visée (autour de 20 MHz). La bande passante à -10 dB est d'environ 5,72% ; cette bande passante satisfait à de nombreuses applications dans la bande de fréquence HF.

**Effet du rayon de l'antenne imprimée circulaire,  $r_p$  :**

Le paramètre géométrique clé qui détermine la fréquence de résonance est le rayon du patch circulaire,  $r_p$  [24]. On exploite la procédure d'optimisation de HFSS, en variant Le rayon  $r_p$  de 300 cm à 540 cm et on trace à chaque fois la courbe de coefficient de réflexion comme il est montré à la figure 4.13. Il est clairement que le rayon du patch circulaire augmente, la fréquence de résonance diminue significativement. Une bonne adaptation ( $S_{11} = -30$  dB) est obtenue lorsque le rayon de patch  $r_p$  est 420 cm qui correspondent à la fréquence de résonance 21.7 MHz.

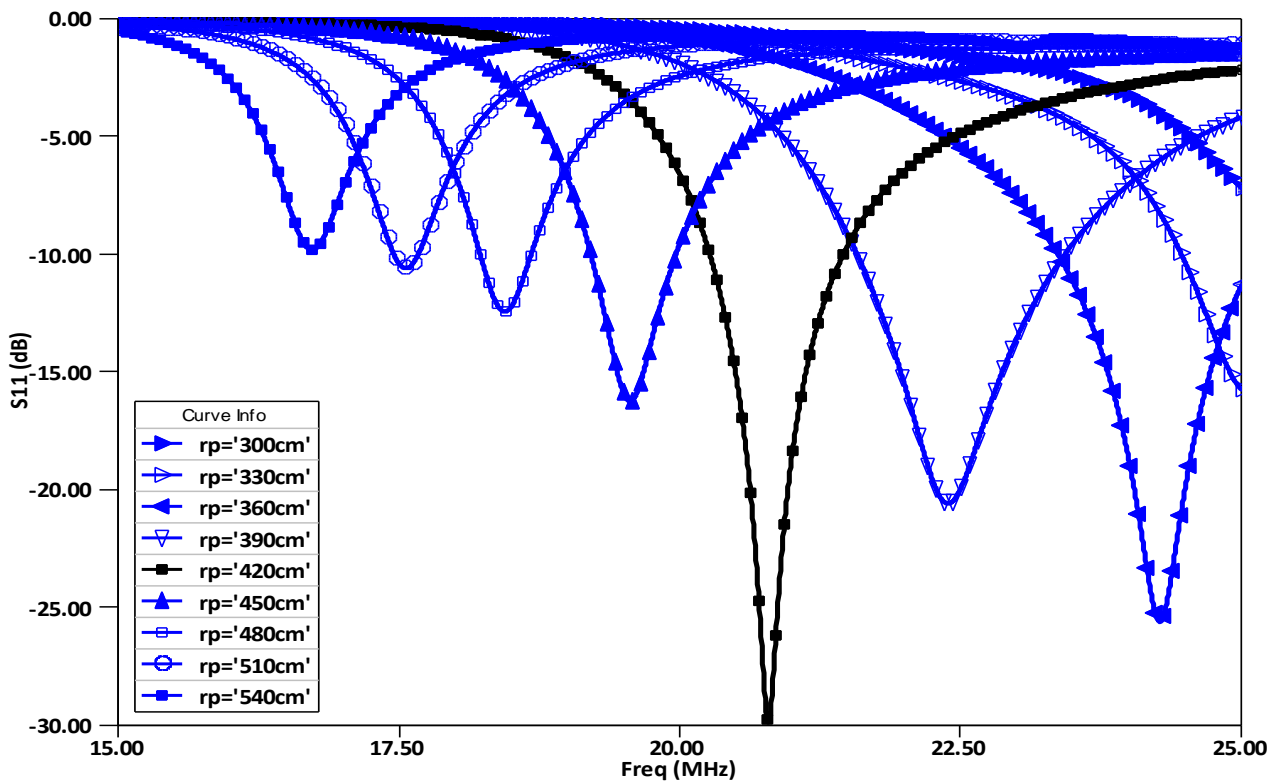


Fig. 4.13. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne proposée avec différents valeurs de  $r_p$ .

**Diagramme de rayonnement et distribution de champ électrique :**

Le diagramme de rayonnement de l'antenne proposée est présenté à la figure 4.14 à la fréquence de résonance de 21.7 MHz. On remarque que le rayonnement dans le plan E (la courbe en rouge) présente une profonde nulle dans le sens bordé ( $\theta=0^\circ$ ) avec une direction de lobe

principale  $45^\circ$  de gain de 4.98 dB qui est peut être réglée en ajustant la taille de plan de masse. Le rayonnement dans le plan H (la courbe en bleu) est omnidirectionnel. Il est clair que notre antenne à onde de surface exhibe un rayonnement très similaire qu'une antenne monopôle vertical.

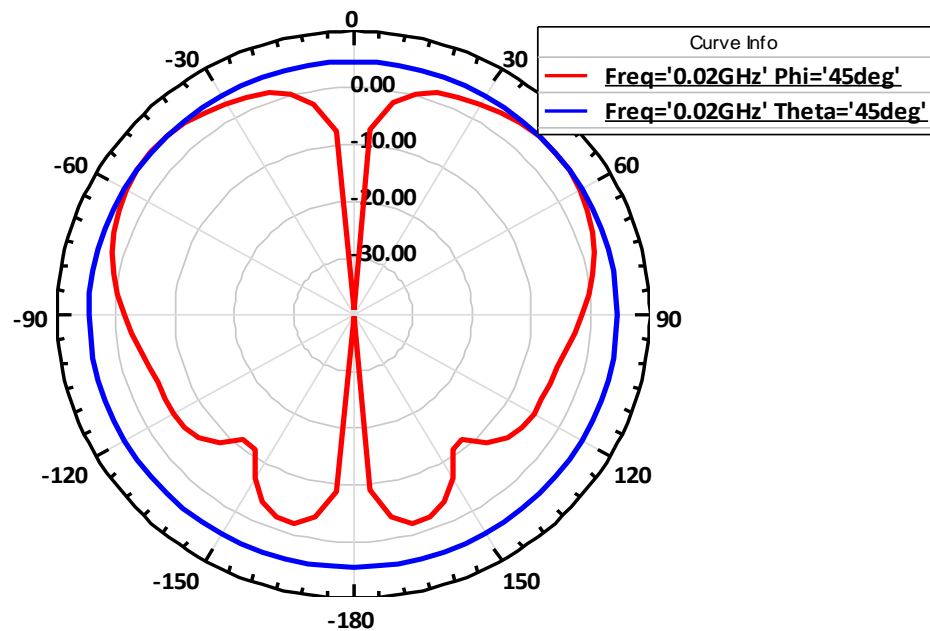


Fig. 4.14. Le rayonnement de l'antenne proposée dans le plan E (courbe bleu) et le plan H (courbe rouge)

Le mécanisme d'un tel rayonnement, il est bien expliqué dans [26] comme « Dans le plan de masse artificiel, une onde de surface  $TM^z$  est excitée et se propage jusqu'à ce qu'il diffracte au bord de plan de masse. Les rayons de diffraction dans des directions opposées vont annuler les uns et les autres dans le sens bordé, résultant en nulle. L'onde de surface à polarisation verticale détermine également que le champ de diffraction doit être polarisé selon la direction, qui génère un diagramme de rayonnement semblable que une antenne monopôle ».

Pour mieux prouver la différence entre l'antenne à onde de surface avec et sans le chargement de RACM, les distributions de champ E des deux antennes sont calculées et simulées à la fréquence de résonance 21.7 MHz et graphiquement présentés à la figure 4.15.

On remarque sur la figure 4.15a que l'énergie de l'antenne est presque confinée à la frontière (circonférence) du patch circulaire et le champ en dehors du patch est faible. En revanche, lorsque le RACM est chargé en dessus du patch circulaire, un champ électrique plus fort est observé dans la figure 4.15b, il ressort de la comparaison que ce deuxième cas est plus efficace pour exciter les ondes de surface. Les ondes de surface se propagent le long du plan de masse artificiel et diffractent au niveau du bord du plan de masse, d'où un rayonnement très efficace.

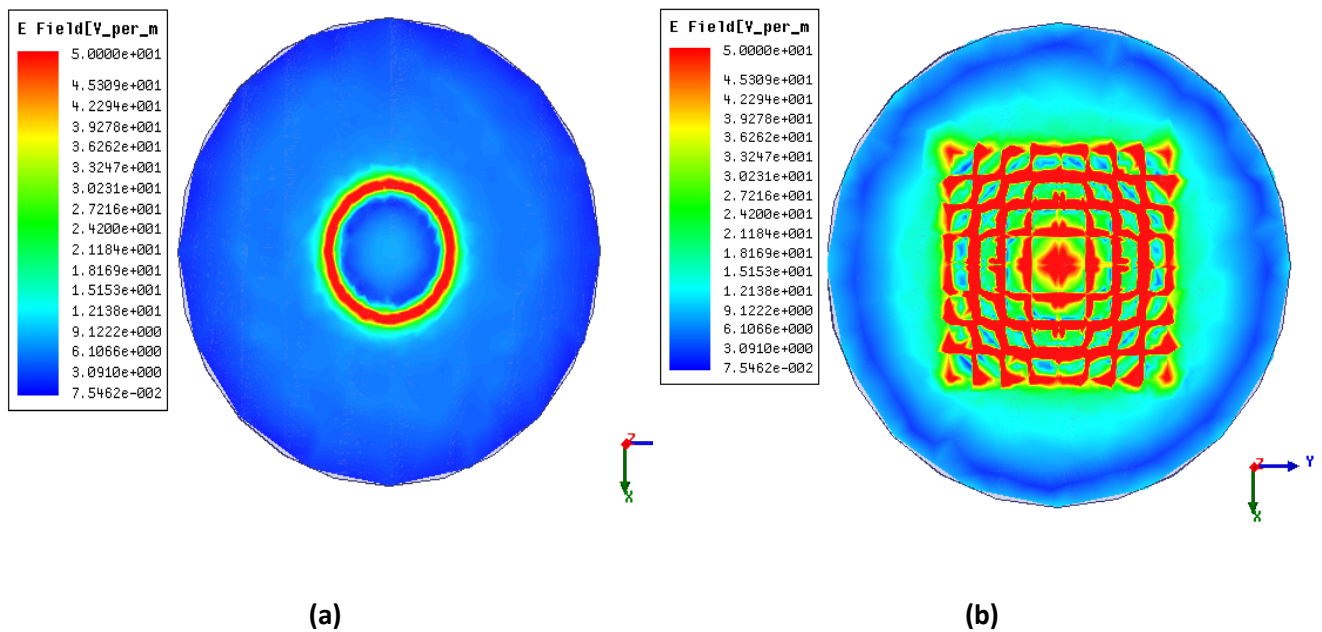


Fig. 4.15. Distribution du champ électrique : sans (a) et avec chargement du RACM (b).

### 3. Résonateur en Anneau Fendu « RAF » (Split Ring Resonateur : SRR)

Comme un deuxième type de structure artificielle, nous allons étudier un type très intéressant, le résonateur en anneau fendu (RAF) (Split Ring Resonateur : SRR) ensuite on va appliquer des structures artificielles inspirées d'eux pour toujours le but majeur, la conception d'une antenne à ondes de surface très compacte et très performante.

#### 3.1. Résonateur à activité magnétique

Si on considère un matériau magnétique, on observe qu'il se comporte comme un ensemble de dipôles magnétiques, ses propriétés magnétiques s'étendent sur une large bande de fréquence. Les ferrites, par exemple, peuvent présenter une perméabilité constante sur plusieurs centaines de MHz. Ces dipôles magnétiques trouvent leurs origines au niveau atomique dont les moments magnétiques sont engendrés par les charges en mouvement. Cependant, les matériaux magnétiques bruts ont également leurs limites, notamment fréquentielles : au-delà de quelques gigahertz il n'existe aucun magnétisme naturel exploitable en fréquence sur une large bande. Le magnétisme artificiel propose de pallier ce problème. Les travaux de Pendry [27] portent sur le magnétisme créé par des conducteurs non magnétiques. Dans cet article, Pendry détaille un dispositif appelé « Split ring resonator », en français « résonateur à anneaux fendus ».

Le résonateur en anneau fendu, RAF est un anneau métallique avec une fente gravée sur la structure et fonctionne comme une structure résonnante LC [27]. Ces RAFs peuvent être arrangés dans une rangée pour former un matériau qui montre des valeurs négatives de  $\mu$  et ainsi des

valeurs négatives de l'indice de réfraction,  $n$ . Cette structure montre une résonance magnétique à une fréquence particulière. La position de cette fréquence de résonance peut être variable en changeant les différents paramètres géométriques de RAF [28]. Le RAF peut avoir différents types de structures qu'il peut avoir des anneaux simples ou doubles avec des fentes simples ou multiples. L'anneau peut être circulaire ou carré, et que ce soit sur une ou deux faces du substrat.

Comme il est mentionné sur la figure 4.16 [29], le RAF est constitué d'un ou plusieurs anneaux métalliques avec une fente présentée dans un certain bras de sa structure. Quand un courant circule dans l'anneau nous avons un moment dipolaire magnétique. Le moment dipolaire vectoriel produit est perpendiculaire au plan de l'anneau. L'anneau métallique agit en tant qu'enroulement (l'inductance  $L$ ) et la fente dans l'anneau crée un condensateur parallèle (capacité  $C$ ). La combinaison d'un enroulement avec un condensateur nous donne un circuit LC [30]. Donc les RAFs se comportent comme des circuits LC.

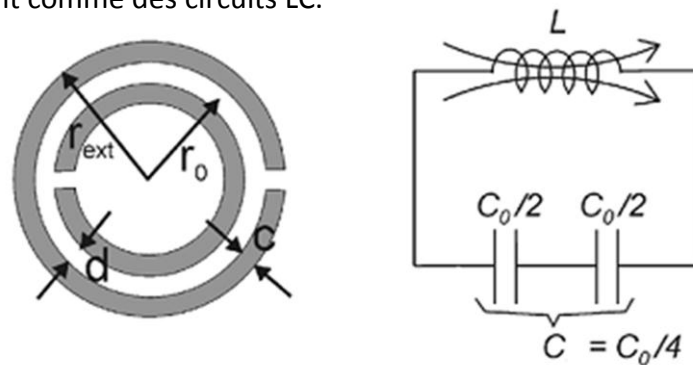


Fig. 4.16. Le circuit équivalent de SRR.

### 3.2. RAF carrée [31]

Le RAF introduit par Pendry [27] a été dimensionné pour un fonctionnement en bande X [8,2 GHz; 12,4 GHz]. Le rayon de l'anneau externe est égal à 3 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0,33 mm, la largeur de la coupure des anneaux est de 0,33 mm et l'espacement entre les deux anneaux est de 0,33 mm, comme il est mentionné à la figure 4.17.

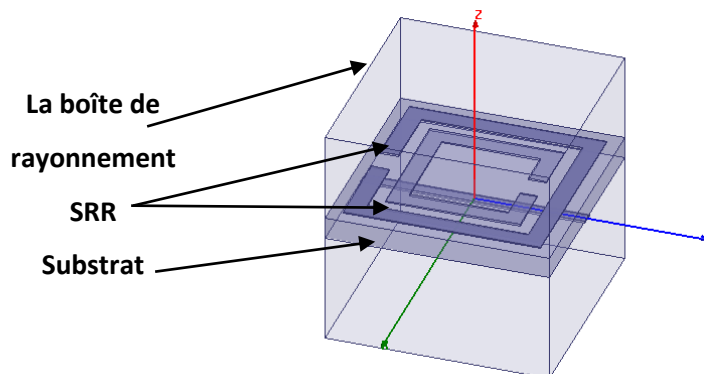
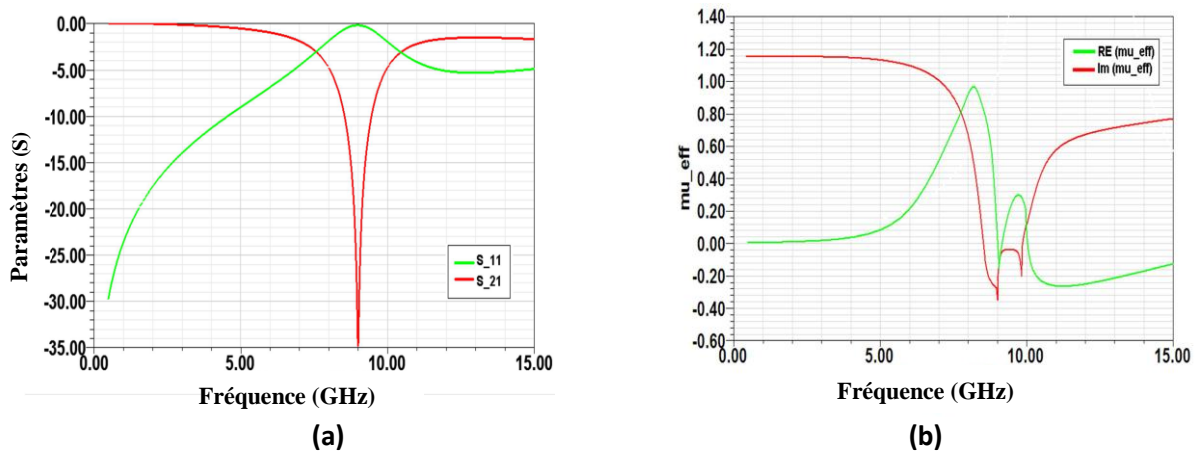


Fig. 4.17. Représentation d'une unité de cellule du RAF carré.

Le substrat utilisé pour la simulation est le R04003C<sup>®</sup> de la famille ROGERS qui présente une permittivité relative de 3.38, des pertes tangentielles de l'ordre de 0,0027 et une épaisseur de 0,81 mm. Les simulations concernent le calcul des coefficients de réflexion et de transmission du RAF.

Ces deux paramètres de la matrice S seront utilisés par la suite pour l'extraction de la perméabilité effective  $\mu_{\text{eff}}$ . Pour la simulation d'un réseau de RAFs, des conditions de périodicité sont appliquées sur la cellule unité présentée sur la figure 4.17. Ainsi, des conditions de murs électriques et magnétiques sont appliquées selon l'axe y et x respectivement et la propagation se fait selon l'axe z. Une seule couche de la structure est considérée pour la propagation de l'onde électromagnétique. Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer une activité magnétique dans le RAF. Nous considérons que le champ électrique est selon l'axe y. La boîte de rayonnement définie sous HFSS a un volume de  $3,63 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$  et donc la périodicité suivant les trois directions est de 3,63 mm.

La figure 4.18a représente le coefficient de réflexion et de transmission en dB et la figure 4.18b illustre les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir du modèle de réflexion-transmission.



**Fig. 4.18. RAF carré avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.**

La fréquence de résonance obtenue est 9 GHz avec une transmission de l'ordre de -35 dB. A la résonance 9 GHz, la partie réelle de la perméabilité  $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$  du milieu est négative et est égale à -0,37 et -0.39 respectivement. En dessous de 9 GHz, cette partie réelle est égale à 1,18.

Le RAF examiné au-dessus ne est pas le seul, dans le domaine microonde il existe beaucoup de configurations et nombreuse de recherche jusqu'à le moment sont en train de développer de tels résonateur à cause de leur performances et leur réponse électromagnétique extraordinaires. Dans la suite on va appliquer ce type de RAF sur nos structures antennaires.

## 4. Structures antennaires à ondes de surface en présence des RAFs

### 4.1. Conception d'une antenne boucle imprimée compacte en présence de la structure artificielle RAF carrée pour des applications multi bandes

Dans ce portion de travail, on va concevoir une antenne boucle carrée imprimé multibande servi comme une antenne à ondes de surface qui exhibe un diagramme de rayonnement comme un monopôle avec une configuration attractive à faible profil. Pour but améliorer les performances électromagnétiques, une structure artificielle est chargée à l'antenne. la structure artificielle que est un RAF simple de forme carrée. Par conséquent, cette antenne a les avantages de faible coût, de petite taille, et poids léger et sera appliquée aux systèmes de communication sans fil où des antennes de petites de taille sont nécessaires. Les performances de l'antenne proposée (coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement, la distribution de champ électrique et l'efficacité) sont évaluées grâce à le simulateur d'Ansoft, HFSS.

#### ***Simulation complète de la structure antennaire: géométrie et description***

La géométrie de l'antenne proposée est représentée sur la figure 4.19. Elle est alimentée par un guide d'ondes coplanaire (Coplanar Waveguide: CPW). Elle est imprimée sur un substrat économique FR4 avec une permittivité de 4.4 et une épaisseur de 0.318 m. L'antenne est une boucle carré parfait et ainsi l'angle entre chaque côté est de 90°. L'antenne boucle carrée, le plan de masse et la ligne d'alimentation sont gravés dans le même côté du substrat, comme illustré sur la figure 4.19a.

Deux configurations de la structure artificielle RAF carrée ont été étudiées. La première est représentée sur la figure 4.19b qui est un RAF carrée où elle est placée dans la face opposée par rapport à l'antenne sur le même substrat. La seconde configuration est la même que la première, mais à ce temps-là, le RAF est avec le chargement du condensateur comme il est marqué sur la figure 4.19c. Le gap (g), la largeur (s) et la longueur (t) sont les trois principaux paramètres qui décrivent les configurations géométriques des RAFs, qui seront étudiés en changeant un paramètre à la fois et fixant les autres dans laquelle, nous obtenons un nouveau comportement électromagnétique et une nouvelle fréquence de résonance dans chaque cas. Les mesures de la géométrie de l'antenne complète sont étiquetées et classées dans la figure 4.19. Le volume total de l'antenne proposée est de 8 m × 9m × 0.318 m y compris l'étage d'alimentation.

Il est bien connu que l'adaptation d'impédance est difficile pour une antenne boucle petite du fait de sa petite résistance de rayonnement et sa grande réactance [32]. La réactance inductive



de la petite boucle peut être adaptée par le biais des charges capacitives. Un de ces charges capacitives peut être réalisé par les RAFs.

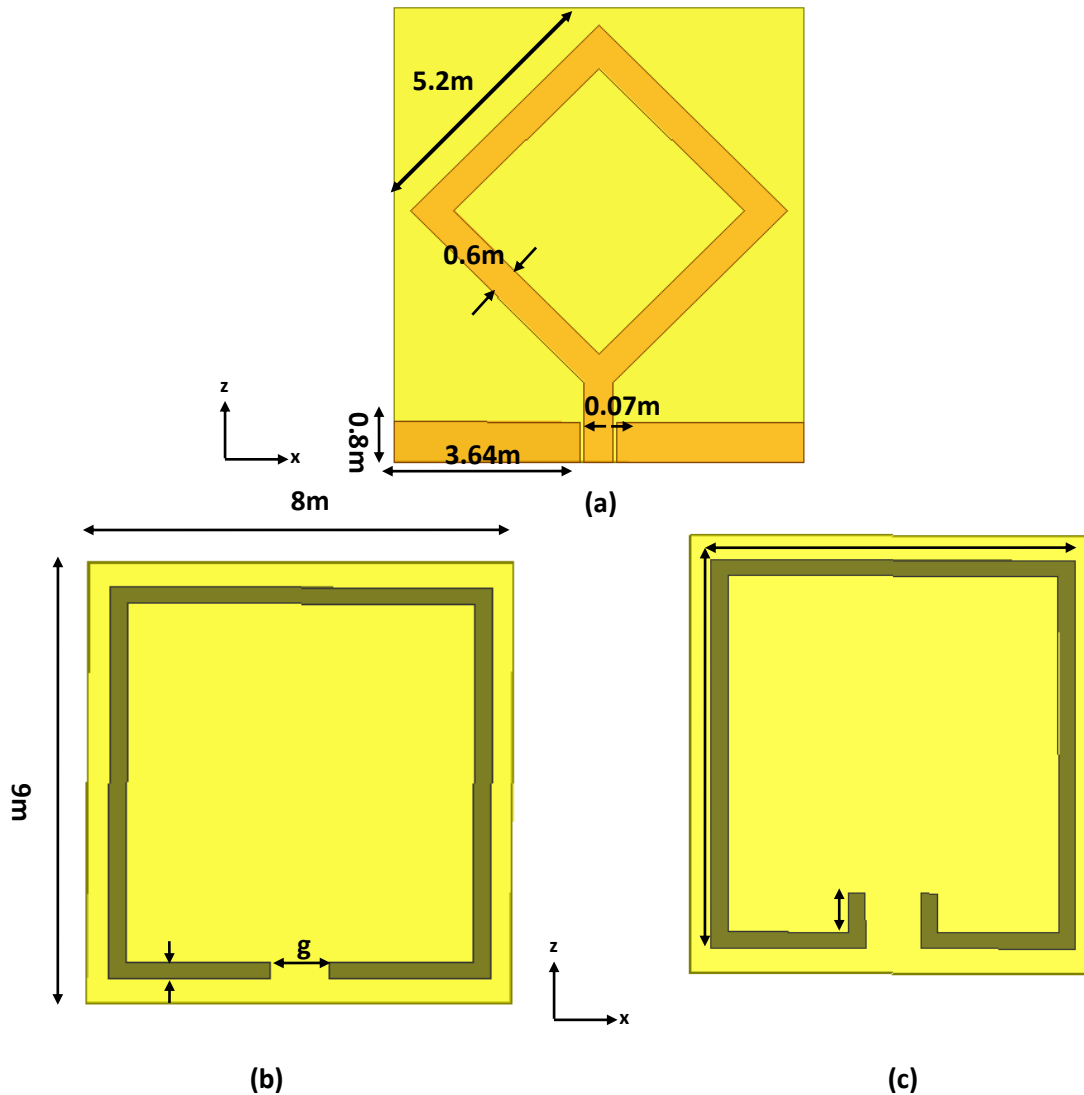


Fig. 4.19. Configuration de l'antenne à onde de surface(a), unité de cellule du RAF carrée (b), d'une unité de cellule du RAF carrée avec un chargement d'un condensateur (c).

Le fonctionnement de l'antenne proposée est bien expliqué dans [33] par la loi de Faraday «Le flux magnétique variant dans le temps généré par la petite boucle permet d'induire des courants au niveau de RAF et fournit la tension induite par l'écart de condensateur de RAF. Par conséquent le grand champ électrique est induit à travers l'écart de condensateur. La capacité peut être adaptée à l'inductance de la boucle et un petit trajet de courant sur RAF par écart de condensateur ». La fréquence de résonance de l'antenne proposée est contrôlée par l'espacement et la longueur de l'entrefer du condensateur. La principale inductance de l'antenne proposée est contrôlée par la longueur et la largeur de RAF.

### Les effets des paramètres clés :

Dans cette section, nous examinons l'influence des paramètres dimensionnels de RAF sur les performances de l'antenne à ondes de surface, pour les deux configurations représentées sur la figure 4.19b et la figure 4.19c.

#### Effet de $s$ :

La figure 4.20 présente les courbes de coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes valeurs de  $s$  et une valeur fixe de  $g$  (1.1 m) pour la première configuration qu'est montrée à la figure 4.25b. A partir de ces courbes, il est clair que la largeur ( $s$ ) de cellule du RAF affecte principalement la bande passante et le comportement de la fréquence de résonance, dans lequel l'antenne conventionnelle, donne une mauvaise fréquence des résonance (10,6 dB à 10 MHz et de 22 dB à 18 MHz). Cependant, avec le chargement de RAF, l'antenne donne un comportement riche en bande de fréquence (5-25 MHz). Ceci est dû aux caractéristiques électromagnétiques de la cellule du RAF comme expliqué dans ce qui précède. Par exemple, pour  $s = 0.3$  m, il y a trois bandes de fréquence: (10.25 MHz, -25.20 dB), (20.2 MHz, -11 dB) et (23.29 MHz, -33.12 dB).

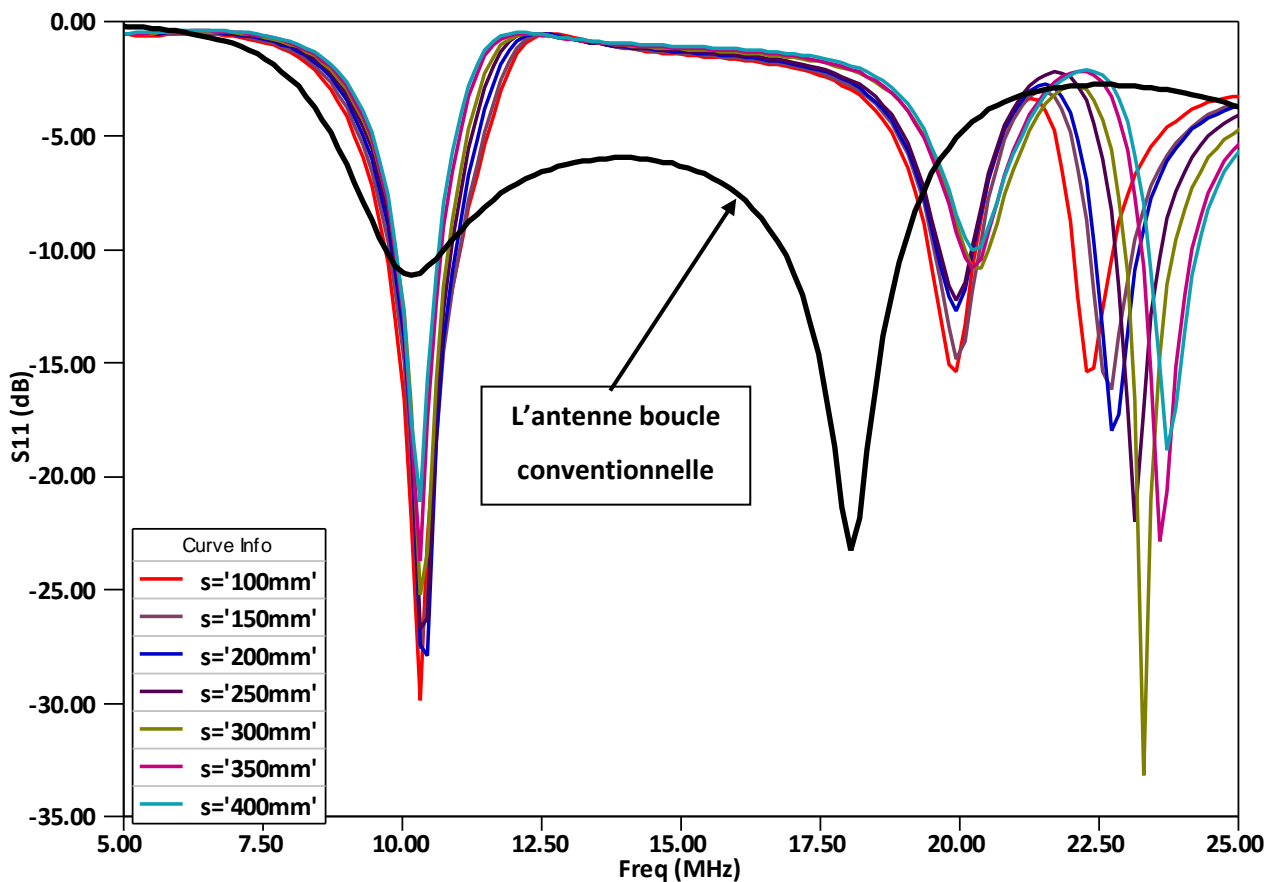
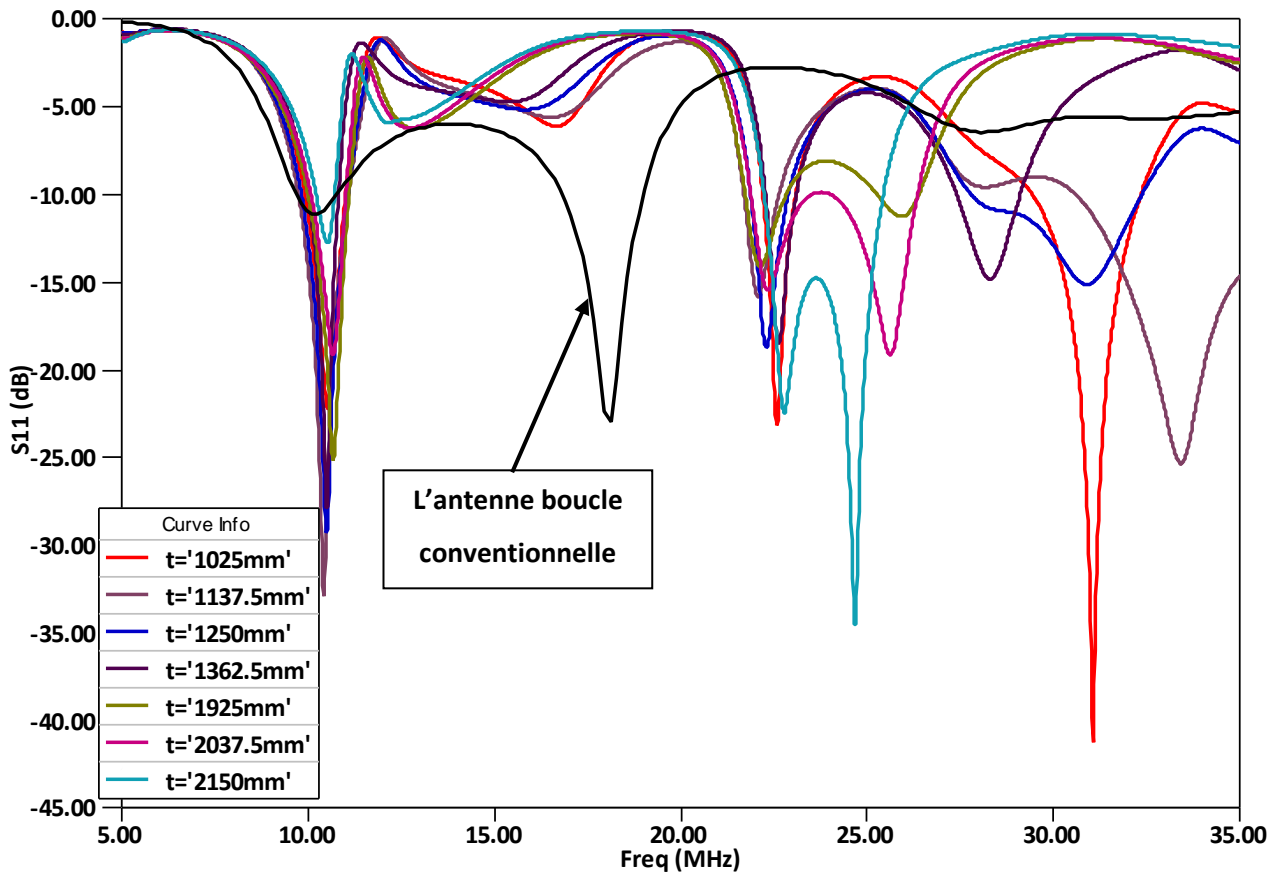


Fig. 4.20. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne avec différents valeurs de  $s$ .

**Effet de t :**

À cette phase, la deuxième configuration (figure 4.19c) est étudiée. La figure 4.21 montre les courbes de coefficient de réflexion à différentes valeurs de la longueur du condensateur (t) avec la fixation des valeurs de g en 1.1 m et la largeur de s en 0.1 m.

Principalement, ce paramètre a un effet sur la bande passante et l'adaptation. Ainsi que La fréquence de résonance est variée selon eux. Chaque cas de valeur de t correspond à la fois une valeur différente de la fréquence de résonance et de la bande passante. En terme de la meilleur adaptation a eu lieu pour t = 10.025 m dont les fréquences suivantes sont couvertes: (10.5 MHz, -22.18 dB), (22.55 MHz, -23.01 dB) et (31.05 MHz, -41.43 dB). Dans le terme de la bande passante, la valeur t 2.125 m, 2.0375 m et 1.1375 m offrent les bandes passantes les plus larges.



**Fig. 4.21. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne proposée avec différents valeurs de t.**

De ces études, nous pouvons conclure que la fente dans le résonateur en anneau fendu fournit la capacité souhaitée à la fréquence de fonctionnement. Par conséquent, les fréquences de résonance de l'antenne à ondes de surface multibande peuvent être ajustées par le contrôle adéquat de la fente (g), la largeur (s) et la longueur (t) de RAF.

**Diagramme de rayonnement :**

Les figures 4.22 a et b représentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne à ondes de surface dans le plan E (plan-xz) et le plan H (plan-xy) à la fréquence 10 MHz, pour la configuration de la figure 4.25c avec  $t = 1.99$  m,  $gap = 5,5$  m et  $s = 1,6$  m. Comme prévu, les diagrammes de rayonnement dans le plan E étaient tous à peu près en forme de rayonnement d'un monopôle, et ceux du plan H qu'étaient tous omnidirectionnels. Ce résultat est bien adapté au but de ce travail. Le gain total à la fréquence de 10 MHz était environ de 2,83 dB.

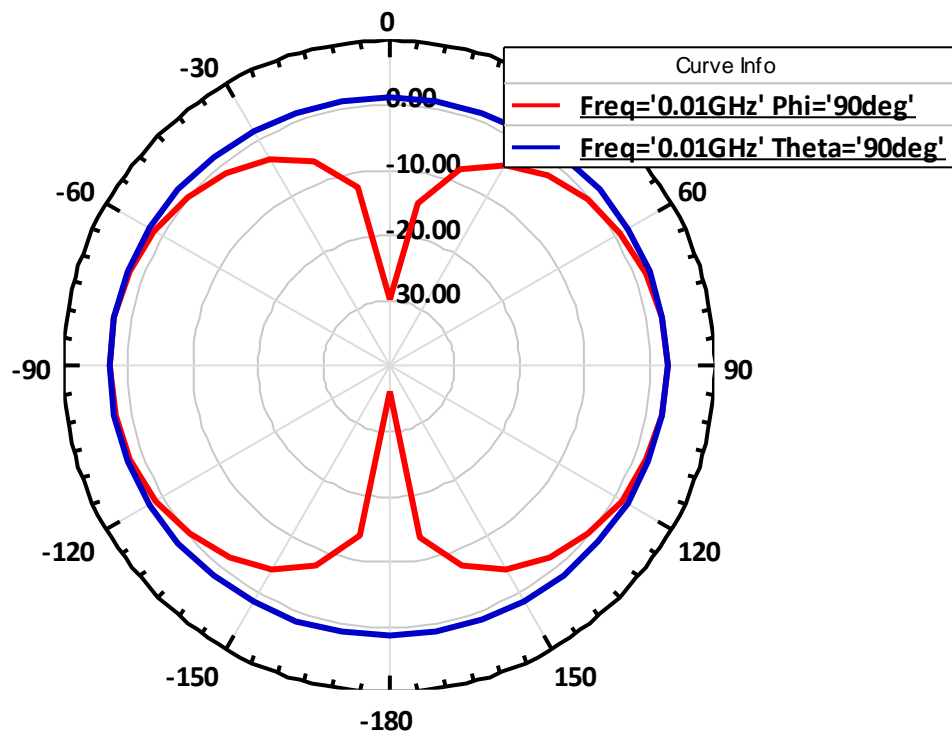


Fig. 4.22. Diagramme de rayonnement : dans le plan E (courbe rouge) et dans le plan H (courbe bleu).

#### 4.2. Conception d'une antenne boucle méandre imprimée à base d'un réseau de RAF pour des applications multibandes

Les antennes méandres sont largement utilisées dans des domaines divers. La configuration générale d'une antenne méandre est présentée sur la figure 4.23a pour le cas d'antennes dipôles repliées de manière périodique.

Comme on peut le constater, si un dipôle droit et un dipôle replié ont la même hauteur, ce dernier aura une résonance plus basse en fréquence. En effet, le chemin parcouru par le courant sera beaucoup plus long. Un dipôle classique d'une hauteur de 300 mm résonnera à 500 MHz. Les structures 3, 4 et 5 ont respectivement une fréquence de résonance de 320, 300 et 260 MHz (la figure 4.23a). Ce type de géométrie a cependant un impact sur les performances de l'antenne.

Endo et al. [34] ont d'ailleurs démontré que l'efficacité rayonnée du dipôle replié est fortement liée au nombre de repliements  $N$ , à la longueur et à la largeur des brins ainsi qu'à la distance entre deux brins.

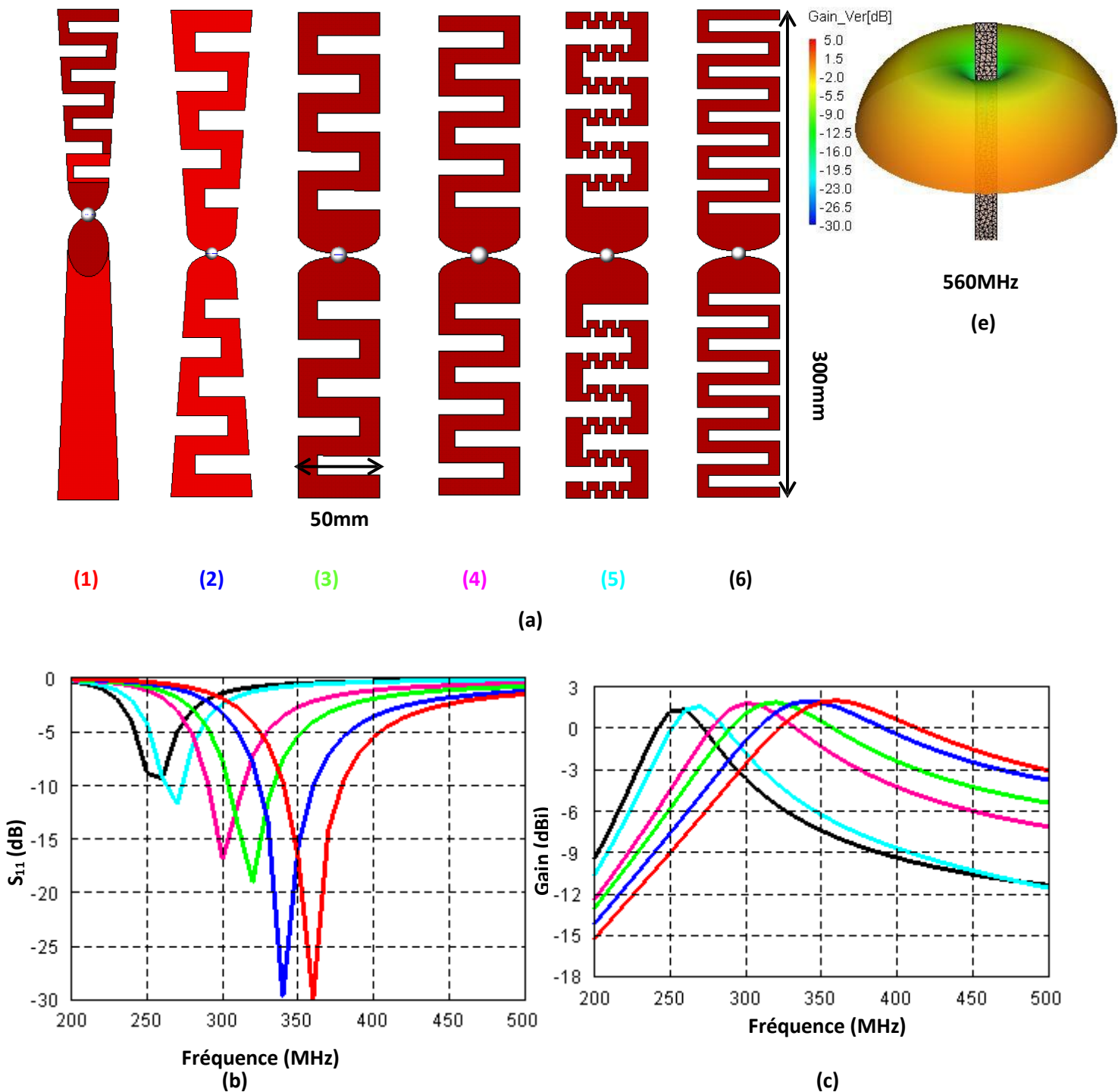


Fig. 4.23. Dipôles repliés (a), coefficients de réflexion associés (b), le gain (à  $\theta=90^\circ$ ,  $\Phi=0^\circ$ ) (c) et digramme de rayonnement en vue 3D à la fréquence 560MHz (e).

À base de cette introduction, nous allons concevoir dans ce travail une antenne boucle méandre imprimée pour objectif de réduire l'espace occupante pour cet antenne. Cette tâche est

considérée comme la première amélioration dans ce portion de travail, ensuite et pour plus atteindre les performances de telle type d'antenne, cette antenne soutenue par un réseau de RAF. En fin de compte on va obtenir une nouvelle structure antennaire à onde de surface très compacte. Notre antenne serait un design attrayant pour de nombreux systèmes de communication de nouvelle génération en particulier dans la gamme de fréquence HF telles que la sélection de portions de cette bande est effectuée avec un bon ajustement de paramètres qui caractérisent la géométrie de la structure artificielle chargée à l'antenne.

#### ***L'antenne méandre à onde surface : Géométrie et description***

La géométrie de l'antenne proposée est représentée sur la figure 4.24, elle est alimentée par un guide d'ondes coplanaire (CPW). Elle est imprimée sur un substrat économique FR<sub>4</sub> avec une permittivité de 4.4 et une épaisseur de 0.159 m. L'antenne est une boucle méandre avec la circonférence de la boucle est égal à 81.6 m, où la dimension de la zone de la boucle méandre est (15 × 15) m<sup>2</sup>. Cela est presque réduction de 57,62% dans la zone par rapport à la boucle carrée classique qui est (26 × 26) m<sup>2</sup>. La largeur de la boucle est imprimé est 0.272 m. L'antenne méandre, le plan de masse et la ligne d'alimentation sont gravés dans le même côté du substrat.

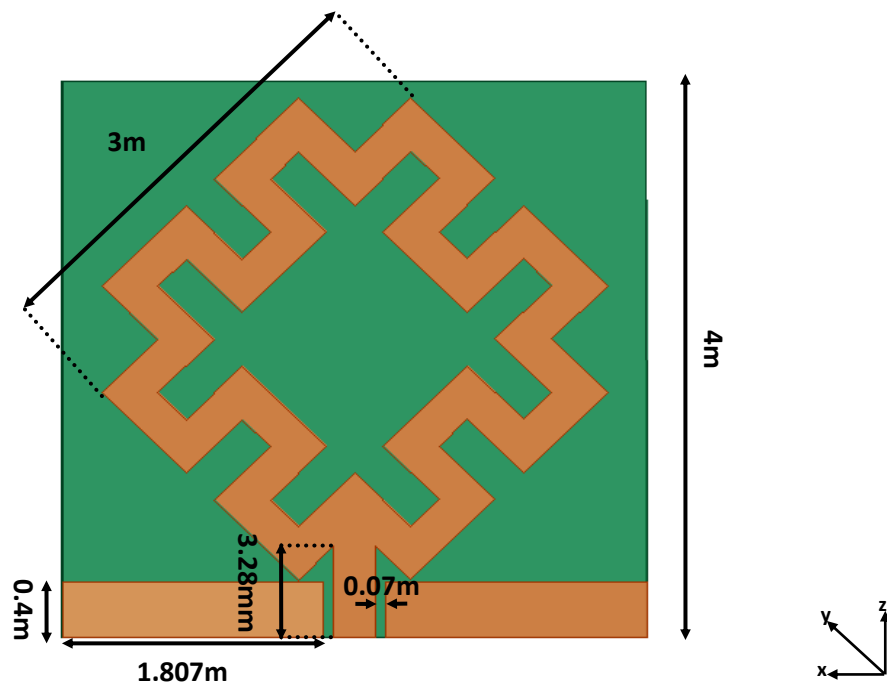


Fig. 4.24. Configuration de l'antenne boucle méandre.

#### ***Coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement :***

Le coefficient de réflexion simulé ( $S_{11}$ ) de l'antenne proposée est présenté à la figure 4.31. Il est d'environ -18 dB à 22.50 MHz avec une bande passante fractionnelle de (BW = 19,54%). Ce

résultat permet de dire que l'antenne boucle méandre est un bon candidat pour de nombreuses applications de systèmes de télécommunication.

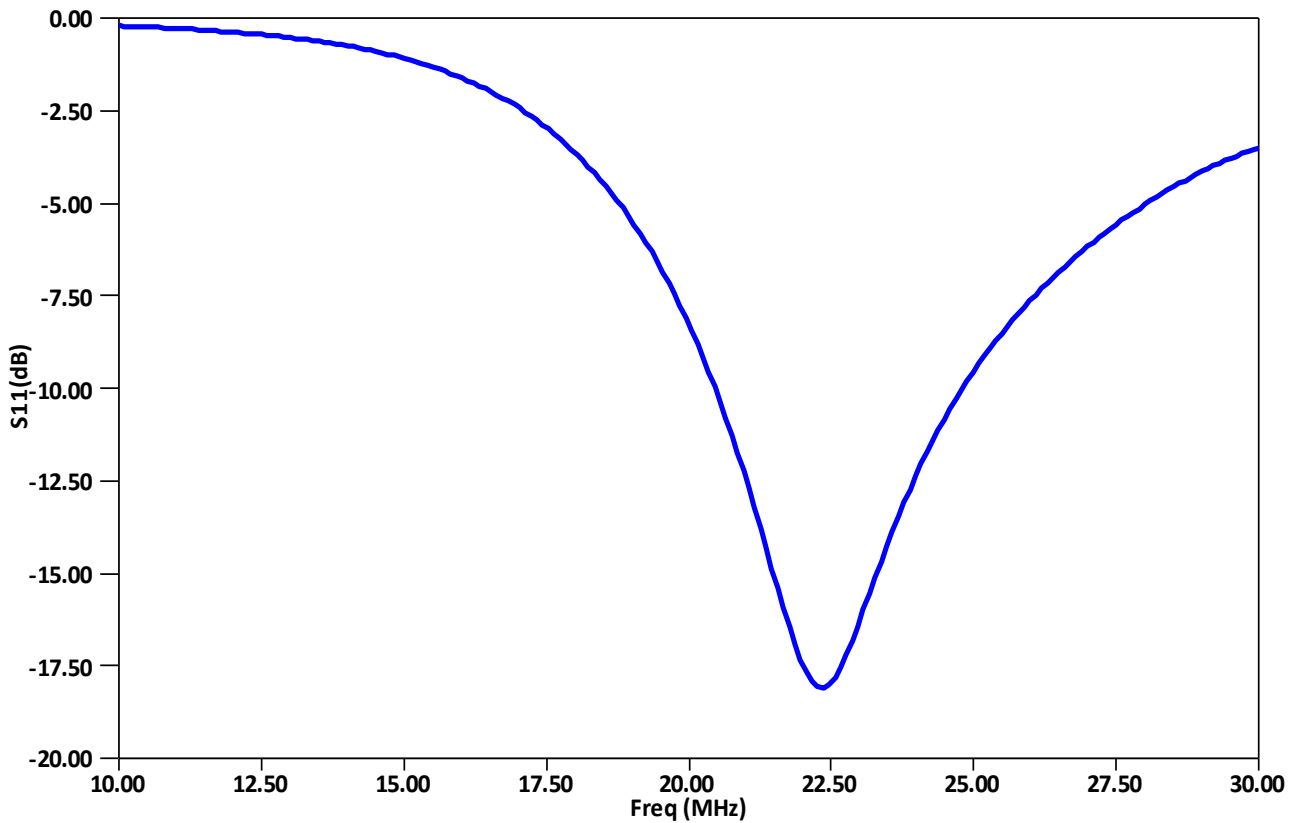


Fig. 4.25. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne boucle méandre en fonction de fréquence.

Enfin, cette section se termine par la simulation du digramme de rayonnement (vue 3D) à la fréquence d'opération 22.50 MHz qui est illustrée à la figure 4.32.

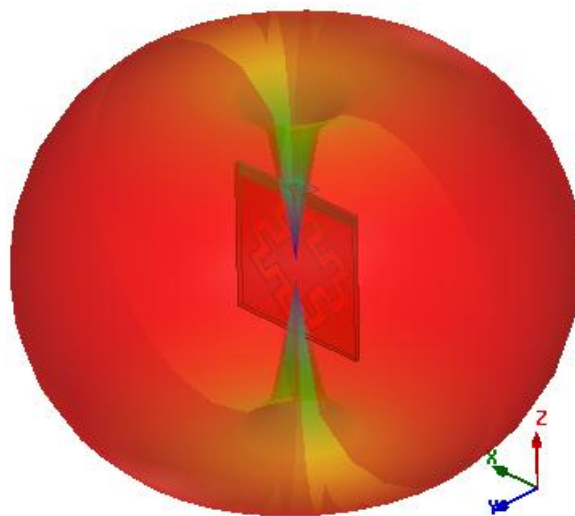
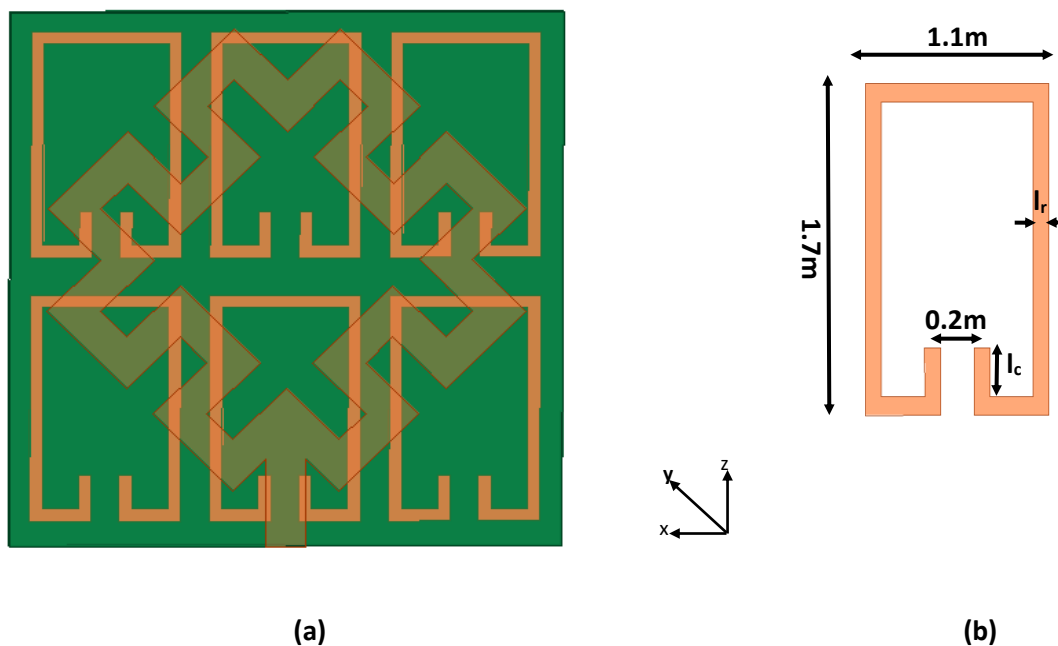


Fig. 4.26. Digramme de rayonnement en vue 3D de l'antenne boucle méandre.

A partir de ce résultat, il est clairement que le rayonnement (plan E) présente une profondeur presque nulle dans la direction flanc ( $\theta=0^\circ$ ) avec un gain de 2,34 dB et un comportement omnidirectionnel est observé au plan H. Notre antenne présente un diagramme de rayonnement semblable que l'antenne monopôle. En conséquence, cette antenne peut être utilisée lorsque la propagation avec le mode d'ondes de surface est requise.

#### **L'antenne méandre à onde surface en présence d'un réseau de RAF**

Cette fois ici, la même antenne boucle méandre proposée dans la figure 4.24 est soutenue avec un réseau de RAF (2 rangées et 3 colonnes). La géométrie est illustrée à la figure 4.27.



**Fig. 4.27. Configuration de l'antenne boucle méandre (a), configuration d'une cellule unité de réseau de RAF(b).**

Les dimensions et la forme exacte de chaque unité de cellule du réseau de RAF sont résumées sur la figure 4.27b. La taille globale de La cellule est de  $1.1 \times 1.7 \text{ m}^2$  avec une fente de 0.2 m, une largeur ( $l_r$ ) et une longueur de la broche ( $l_c$ ). La distance entre deux cellules adjacentes est de 0.28 m entre les rangées et il est 0.204 m entre les colonnes. La fente et les paramètres  $l_r$  et  $l_c$  sont les trois principaux paramètres qui décrivent la configuration de géométrie du réseau de RAF, qui seront étudiés en changeant un paramètre à la fois et fixant les autres. Dans laquelle, nous obtenons un nouveau comportement et une nouvelle fréquence de résonance dans chaque cas. Le volume total de l'antenne proposée est de  $4 \times 4 \times 0.159 \text{ m}^3$  y compris la structure d'alimentation. Le principe et l'interprétation en vue électromagnétique sont expliqués précédemment sur une seul cellule sont les même pour ce cas.



### Les effets des paramètres clés :

Dans cette section, nous examinons l'influence des paramètres dimensionnels de réseau du RAF sur les performances de l'antenne à ondes de surface.

#### Effet de $l_r$ :

La figure 4.28 exhibe les courbes de coefficient de réflexion de l'antenne boucle méandre pour différentes valeurs de la largeur ( $l_r$ ) et une valeur fixe de  $l_c$  (0.1m). A partir de ces courbes, il est clairement que le paramètre  $l_r$  affecte principalement la bande passante et le comportement de la fréquence de résonance, dans lequel l'antenne à la figure 4.24 donne une fréquence de résonner autour le 22.5 MHz. Cependant, avec le chargement de réseau du RAF, la fréquence de résonance décalée vers le 16 MHz avec la conversation de la fréquence de résonance principale 22.5 MHz. À la fois une antenne multi bande et miniaturisée est obtenus. Elle est due à des caractéristiques électromagnétiques d'un réseau de RAF comme expliqué précédemment.

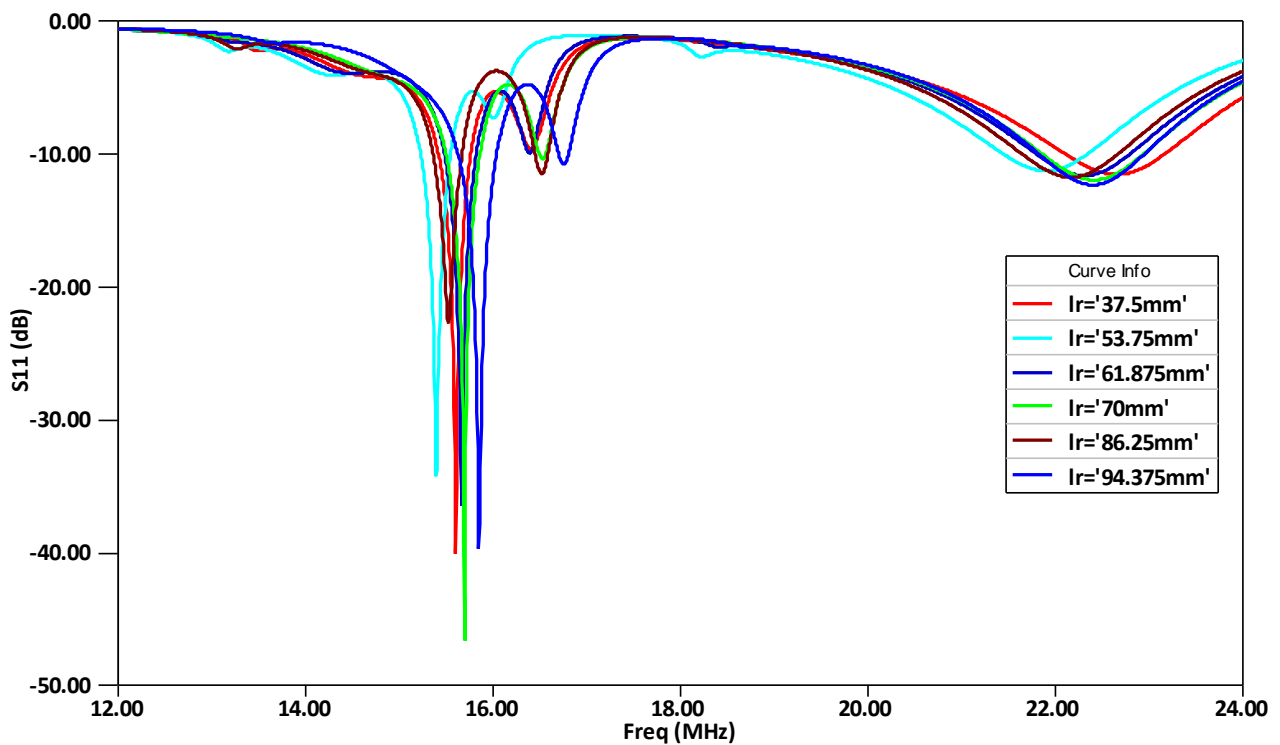


Fig. 4.28. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne avec différents valeurs de  $l_r$ .

#### Effet de $l_c$ :

La longueur de la broche ( $l_c$ ) affecter également la bande passante et le comportement de la fréquence de résonance. La figure 4.29 montre les courbes de coefficient de réflexion en fonction de ce dernier et une valeur fixe de  $l_r$  (0.47 mm). La fréquence de résonance varie en fonction d'eux. Chaque cas de  $l_c$  correspond à la fois une valeur différente de la fréquence et celle

de la bande passante. Une bonne adaptation a eu lieu pour  $l_c = 100$  mm dont les fréquences suivantes sont couvertes: (15.88 MHz, -48.98 dB) et (22.43 MHz, -12.75 dB).

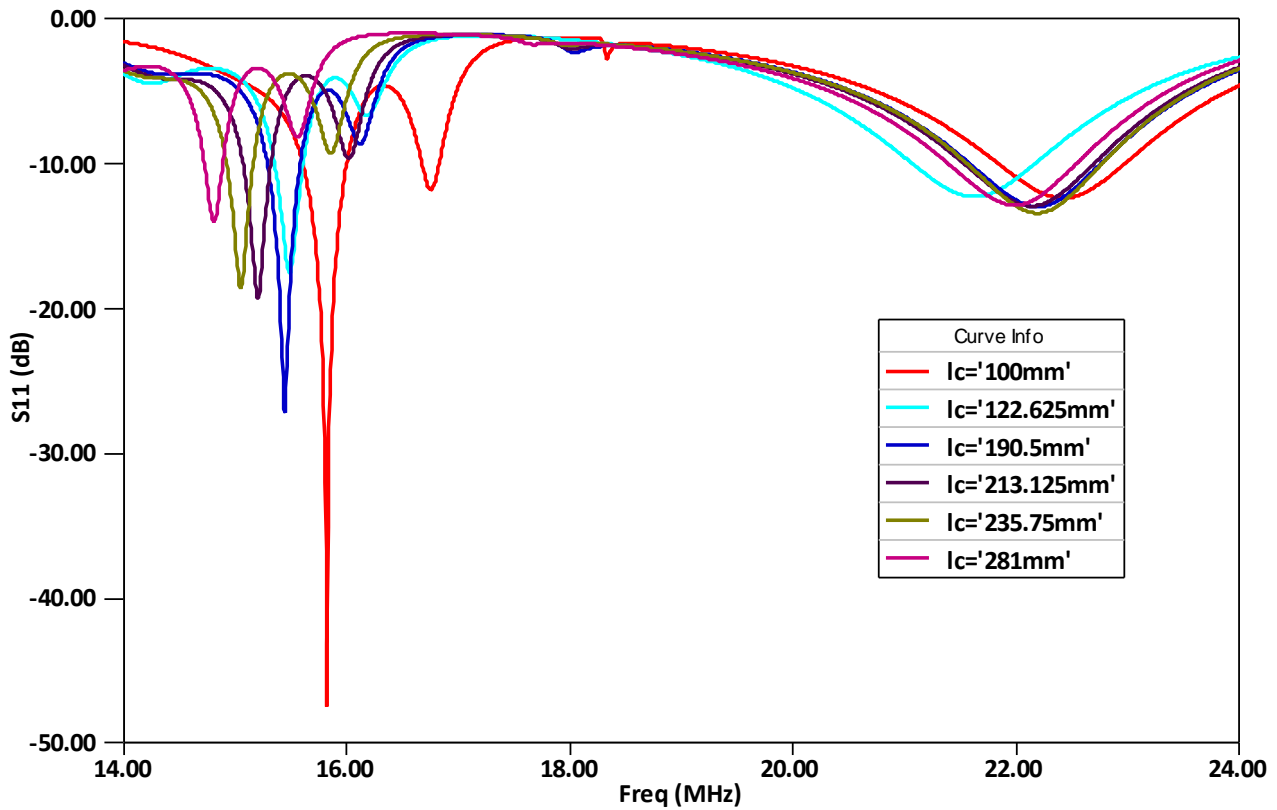


Fig. 4.29. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence avec différents valeurs de  $l_c$ .

De ces études, nous pouvons conclure que la fente dans le seul oscillateur en anneau fendu fournit la capacité souhaitée à la fréquence de fonctionnement. Par conséquent, les fréquences de résonance de l'antenne multi bande peuvent être réglés par le contrôle de la fente, la largeur ( $l_r$ ) et la longueur de la broche ( $l_c$ ) de réseau du RAF.

**Digramme de rayonnement :**

La figure 4.30 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne boucle méandre dans le plan E (plan XZ) et le plan H (plan XY) à la fréquence de 22 MHz, avec  $l_r = 0.094$  m et  $l_c = 0.1$  m. Comme prévu, les diagrammes de rayonnement dans le plan E sont tout près de motif en forme de monopôle, et ceux dans le plan H étaient tous omnidirectionnels. Ce résultat est bien adapté à l'objectif de ce travail. Le gain moyen à la fréquence de 22 MHz était d'environ 2.36 dB.

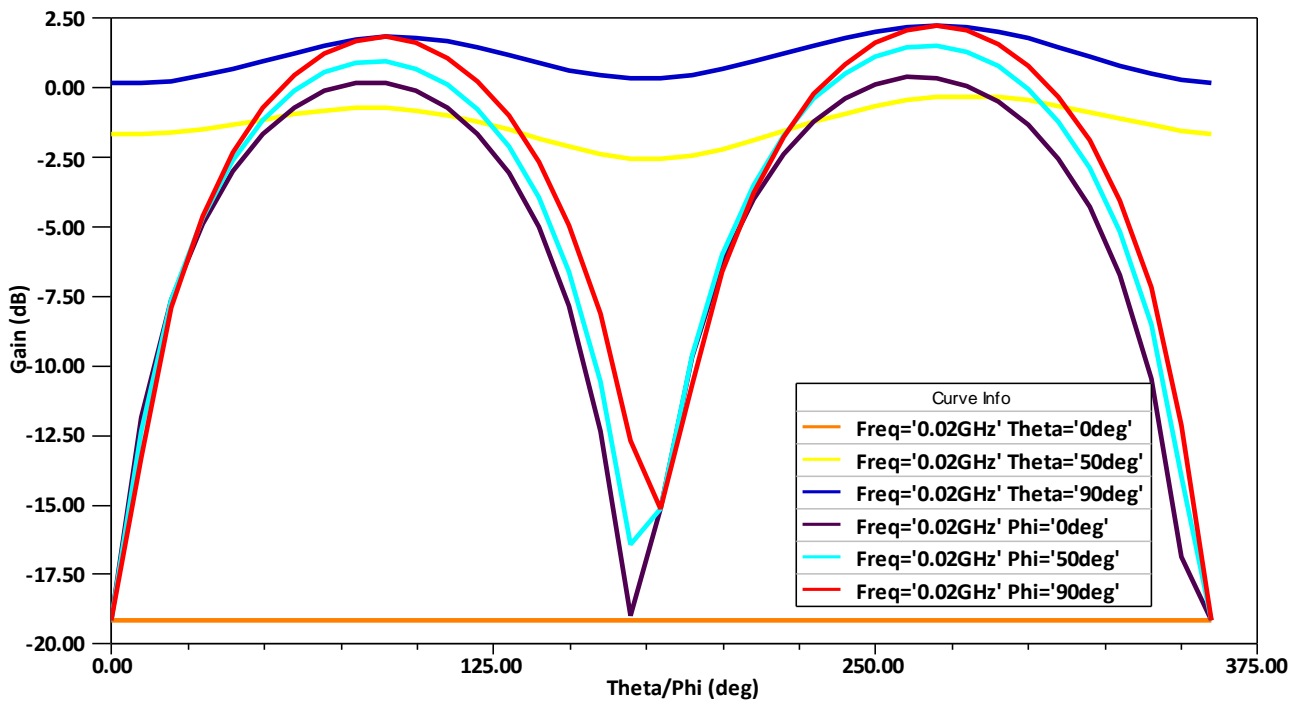


Fig. 4.30. Digramme de rayonnement.

#### 4.3. Conception d'une antenne à ondes de surface chargée avec RAF uni et double anneau

L'objet de ce parti de travail est l'étude des performances électromagnétiques d'une antenne à onde de surface chargée avec différents motifs de RAF. Cette fois ici l'antenne à onde de surface a été conçue avec un monopôle méandre imprimé sur un support diélectrique (Rogers Duroid™ 5880) de permittivité,  $\epsilon_r=2.2$  et d'épaisseur,  $h=80$  mm. Une fois l'antenne est surmontée sur un plan de masse carrée avec une excitation que fourni une impédance de  $50 \Omega$ , un RAF de forme carrée a été placé au voisinage de l'antenne méandre. La configuration de l'antenne complète a illustré à la figure 4.31.

Notamment le RAF a conçu avec des dimensions très faibles par rapport à la longueur d'onde, possède des propriétés coupe-bande et une perméabilité négative dans une bande étroite de fréquences autour de sa résonance. L'utilisation de ces matériaux offre des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement, ce qui est bénéfique pour leur intégration dans un système électronique.

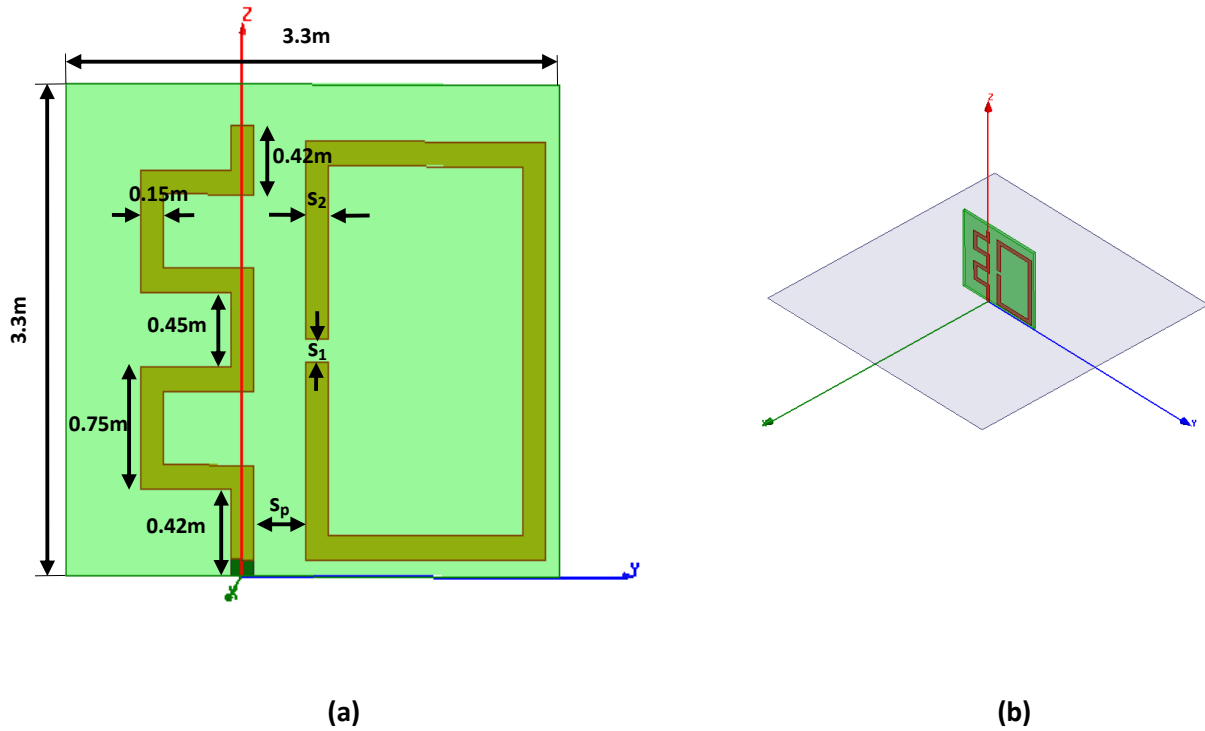


Fig. 4.31. Géométrie de l'antenne proposée (a) vue perspective (b).

**Simulation électromagnétique de RAF sous l'environnement, HFSS :**

La figure 4.32 représente le RAF a simulé de tels sort le rayon de l'anneau externe est égal à 2,2 m, la largeur de la piste en cuivre est de 0,2 m, l'espacement entre les deux anneaux est de 0,15 m et la largeur de fente de chaque carrée de RAF prend la valeur de 0.3 m. Le substrat utilisé pour la simulation est le FR4 (h=0.25 m,  $\epsilon_r=4.4$ ,  $tg\delta=0.02$ ).

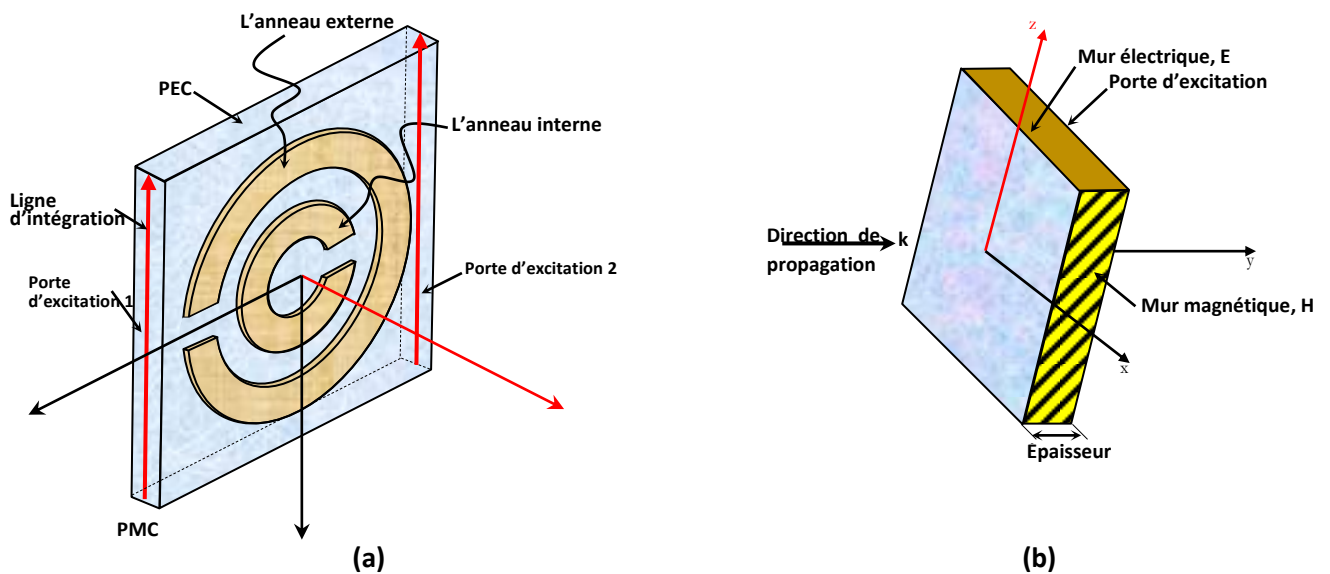


Fig. 4.32. Géométrie de RAF (a) conditions de limite (b).

Les simulations concernent le calcul des coefficients de réflexion et de transmission du RAF. Ces deux paramètres de la matrice S seront utilisés par la suite pour l'extraction de la perméabilité

effective  $\mu_{eff}$ . Pour l'étape de simulation, des conditions de périodicité sont appliquées sur la cellule unité présentée sur la figure 4.32. Ainsi, des conditions de murs électriques et magnétiques sont appliquées selon l'axe y et x respectivement et la propagation se fait selon l'axe z. Une seule couche de la structure est considérée pour la propagation de l'onde électromagnétique. Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer une activité magnétique dans le RAF.

On va exploiter la technique de Smith [29] que consiste à déterminer les paramètres effectifs (la permittivité effective,  $\epsilon_{eff}$  et la perméabilité effective,  $\mu_{eff}$ ) d'un matériau homogène. L'indice de réfraction,  $n$  et l'impédance,  $z$  sont premièrement déterminé à partir des paramètres,  $S$  (les coefficients de réflexion,  $S_{11}$  et de transmission,  $S_{21}$ ), Ces deux coefficients sont obtenus à partir des simulations numériques sous le logiciel HFSS. Dès que  $n$  et  $z$  sont déterminés, la permittivité  $\epsilon$  et la perméabilité  $\mu$  peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes :

$$n = \frac{1}{kd} \cos^{-1} \left[ \frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 - S_{21}^2) \right] \quad (4.4)$$

$$z = \sqrt{\frac{(1 + S_{11}^2)^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11}^2)^2 - S_{21}^2}} \quad (4.5)$$

$$\epsilon = n \cdot z \quad (4.6)$$

$$\mu = \frac{n}{z} \quad (4.7)$$

Où  $k$  représente le nombre d'onde et  $d$  c'est l'épaisseur de cellule RAF.

La figure 4.33 représente le coefficient de réflexion, le coefficient de transmission en dB, l'impédance normalisée et les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité/permittivité effective calculée à partir du modèle de réflexion-transmission [29].

Le pic au paramètre  $\text{Arg}(S_{21})$  indique la présence de la bande négative de l'indice,  $n$ . la structure a été conçue de tels sort une adaptation d'impédance est assurée, ( $z=1$ ) où  $n=-1$ , comme ce résultat rende la structure est désirable dans beaucoup d'applications. La variation d'impédance montre que la structure ne besoin pas de faire une adaptation à la fréquence de travail où  $n=-1$ . La fréquence de résonance obtenue est 20 MHz avec une transmission de l'ordre de -35 dB. A la résonance, la partie réelle de la perméabilité  $\text{Re}(\mu_{eff})$  du milieu est négative et est égale à -2,37 et -3.39 respectivement. En dessous de 20 MHz, cette partie réelle est égale à 1,18.

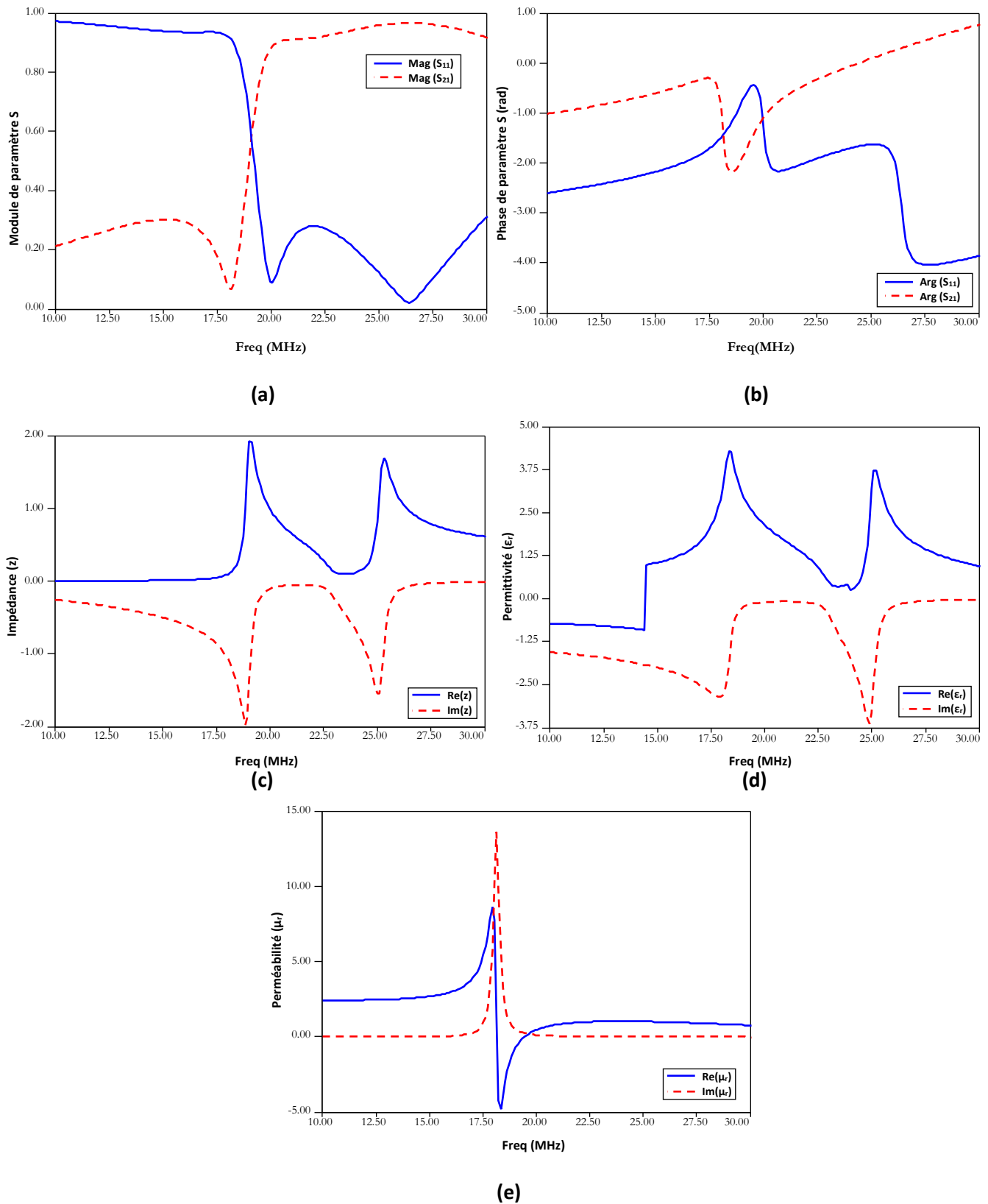


Fig. 4.33. Caractéristiques de cellule unité de RAF: module de  $S_{ij}$  (a), phase de  $S_{ij}$  (b), l'impédance normalisée (c), permittivité (d) et perméabilité (e).

### Performances d'antenne simulée

Il est bien connu que l'antenne à ondes de surface a le majeur déficit de sa grande taille, par

conséquent l'utilisation d'antenne méandre ou repliée permet de réduire l'espace occupé par cette antenne jusqu'à 18.72% par rapport à l'antenne monopôle conventionnelle.

La figure 4.34 illustre la variation de coefficient de réflexion,  $S_{11}$  avec et sans le chargement de RAF pour  $s_1=0.19$  m and  $s_2=0.08$  m, digramme de rayonnement en 2D/3D, en plan E et en plan H et la distribution de champ électrique. Ces résultats donnent un résumé très éclaircie de performances électromagnétique de l'antenne proposée.

Le coefficient de réflexion mentionné à la figure 4.34 a dans le cas sans chargement de RAF exhibe un taux de réflexion élevé ( $S_{11}=-7.5$  dB) pour  $f=18.45$  MHz à cause d'une impédance d'entrée très élevée, cependant le chargement de RAF améliore considérablement ce résultat ( $S_{11}=-50.8$  dB) pour la même fréquence, ce résultat peut être interpréter par l'effet de RAF qu'encourage la propagation des ondes de surface et par conséquent un exilent taux de réflexion à la fréquence de travail 18 MHz. La bande passante à -10 dB est  $\Delta f=2.92$  MHz que correspond à une fraction de 15.86 %, cette valeur serve à l'exploite de telle antenne à beaucoup applications au niveau de la gamme de fréquence, HF.

Le digramme de rayonnement simulé à la fréquence 18 MHz est illustré à la figure 4.34 b, c, d et e avec différents présentations (2D/3D). Ces présentations sont en fonction d'angle d'élévation,  $\theta$  et d'angle d'azimut,  $\phi$ . D'une part on remarque que le plan E exhibe un rayonnement presque nul et acquiert un rayonnement comme le cas de l'antenne monopôle ( $\theta=0^\circ$ ) avec un gain maximal d'ordre 5.02 dB et d'autre part le plan H exhibe un rayonnement omnidirectionnel. Et comme conclusion, notre antenne proposée satisfait la condition fondamentale pour rayonner en ondes de surface.

Pour mieux prouver l'efficacité de telle antenne à ondes de surface, le distribution de champ E est calculé et simulé à la fréquence de résonance 18 MHz et graphiquement présenté à la figure 4.34f. On remarque sur la figure que l'énergie de l'antenne est presque confinée à la frontière de l'antenne méandre. En revanche, un champ électrique plus fort est observé au niveau de RAF, il ressort que l'antenne est plus efficace pour exciter les ondes de surface. Les ondes de surface se propagent le long du plan de masse et diffractent au niveau du bord du plan de masse, d'où le rayonnement très efficace.

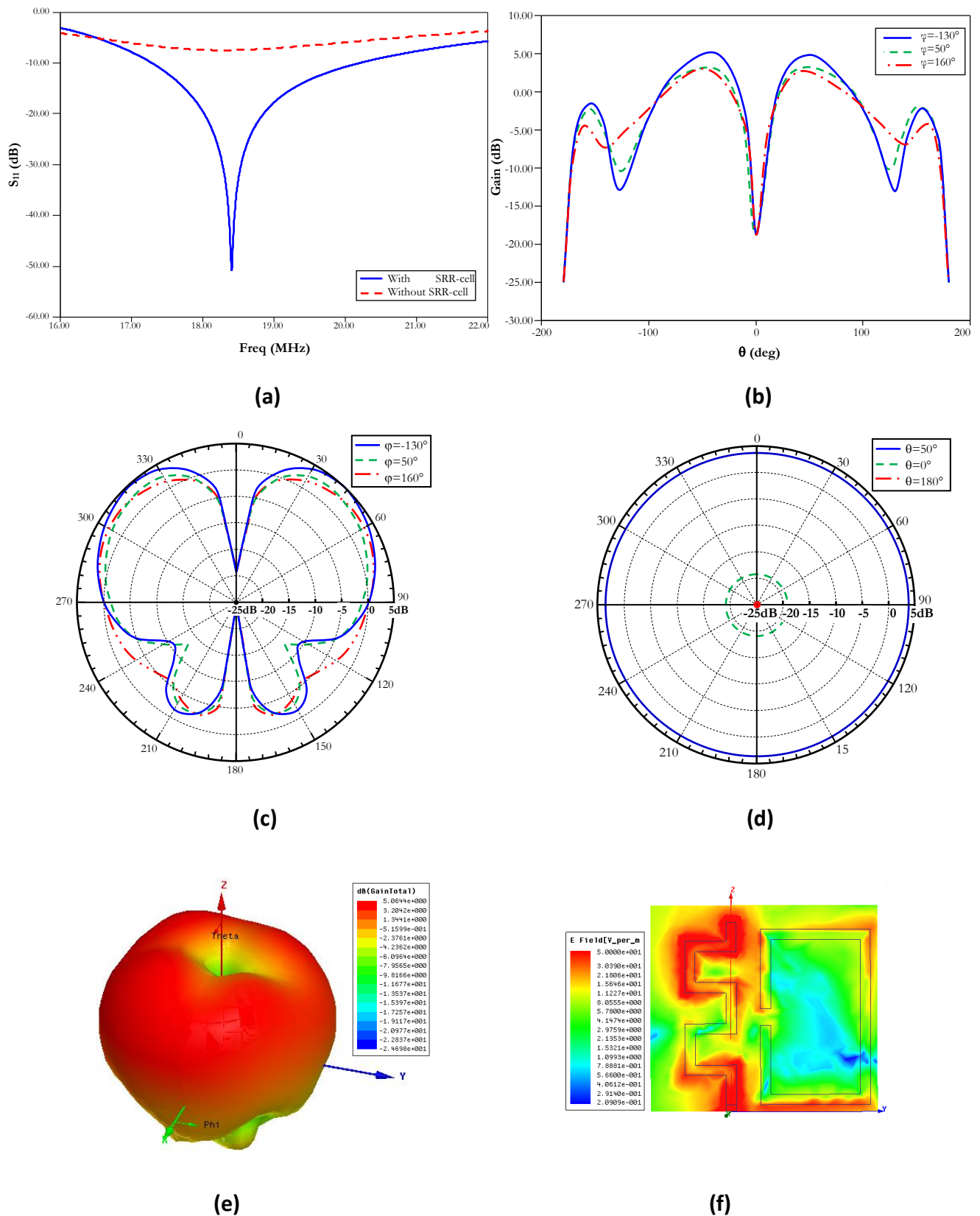
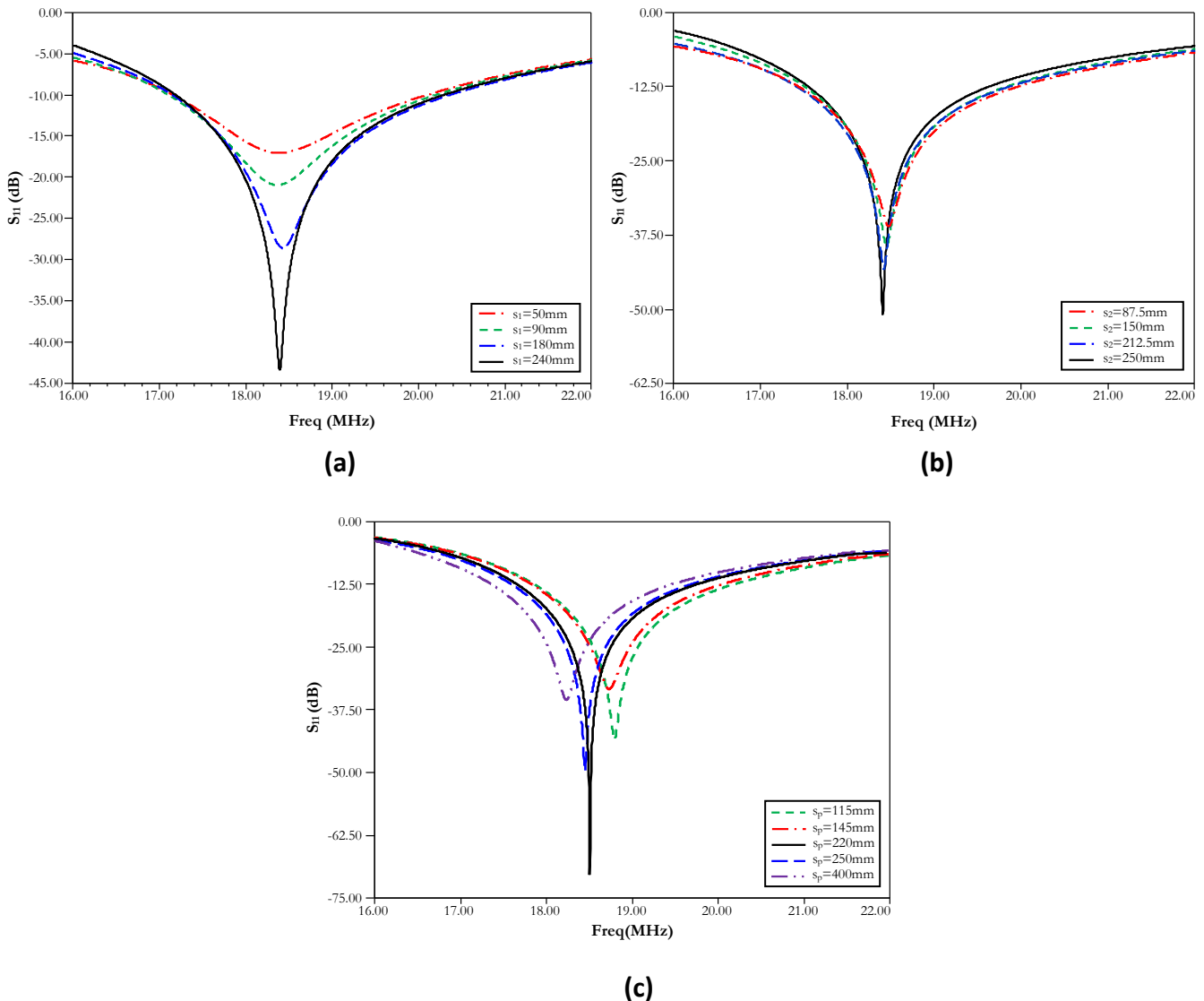


Fig. 4.34. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne méandre avec et sans chargement du RAF (a), Le digramme de rayonnement en 2D (b), en 3D (e), en plan E (c), en plan H (d) et le distribution du champs électrique (f).



**Effet de quelques paramètres géométriques :**

La figure 4.35 montre la variation de coefficient de réflexion en fonction de paramètres géométriques,  $s_1$ ,  $s_2$  et  $s_p$ .



**Fig. 4.35. Variation de coefficient de réflexion de l’antenne méandre en fonction de  $s_1$  (a), en fonction de  $s_2$  (b) et en fonction de  $s_p$  (c).**

Les courbes à La figure 4.35a sont simulés pour des valeurs fixes de  $s_2=150$  mm et  $s_p=250$  avec variation de paramètre  $s_1$  que décrit la largeur de fente de RAF. A partir de ces courbes il est clair que chaque variation de la fente de RAF affecte le comportement d’antenne soit en termes de fréquence de résonance soit en termes de la bande passante dans lequel une valeur optimal de ces dernières sont obtenus quand  $s_1=240$  mm.

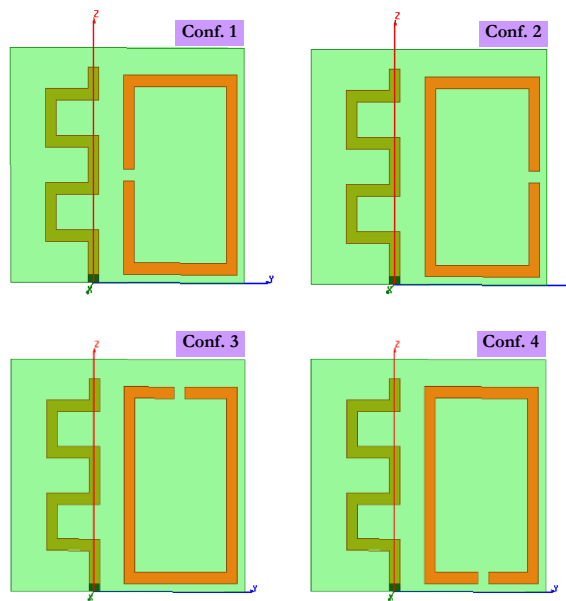
De même mécanisme, des courbes de réflexion sont représentées à La figure 4.35b pour  $s_1=190$  mm et  $s_p=250$  mm avec variation de la largeur,  $s_2$  de tels sort une optimale adaptation est obtenu pour  $s_2=87.5$  mm et 250 mm pour la même, fréquence de résonance, 18.44 MHz.

Le paramètre  $s_p$  est considéré comme un paramètre géométrique principal qui représente l'espacement entre l'antenne méandre et le RAF donc on a en face au phénomène de couplage. Le  $s_p$  va varier entre 115 mm et 400 mm avec une valeur fixe de  $s_1=240$  mm et  $s_2=125$  mm comme il est mentionné à la figure 4.35c. Toujours l'influence est apparue au phénomène de réflexion (fréquence et bande passante) où un excellent résultat est obtenu lorsque  $s_p=220$  mm qui correspond à la fréquence 18.50 MHz et le taux de réflexion de l'ordre  $S_{11}=-70$  dB.

On peut interpréter ces résultats par l'effet de la loi de Faraday qui a été bien expliqué au paragraphe 4.1

**Effet d'orientation de RAF :**

Cette fois-ci, on a redessiné notre structure antennaire avec les valeurs optimales de paramètres géométriques  $s_1$ ,  $s_2$  et  $s_p$  dans laquelle on va changer la position de la fente à chaque fois et celle-ci permet d'obtenir les quatre configurations représentées à la figure 4.36.



**Fig. 4.36. Configuration d'antenne proposée avec des positions différentes de fente de RAF.**

La figure 4.37a représente le VSWR pour différentes positions de fente de RAF de telle sorte que la condition,  $VSWR < 2$  est satisfaite seulement à la première configuration qui est confondue avec le design principal. De même les diagrammes de rayonnement de la figure 4.37b, c et d soit en 2D/3D et en plan E exhibent des meilleurs résultats seulement à la première configuration. Ainsi que la distribution du champ électrique de la figure 4.37e est fortement intensifiée à la première configuration que les autres. À partir de ces résultats on peut conclure que la position de la fente de RAF a une influence directe et importante sur le comportement électromagnétique.

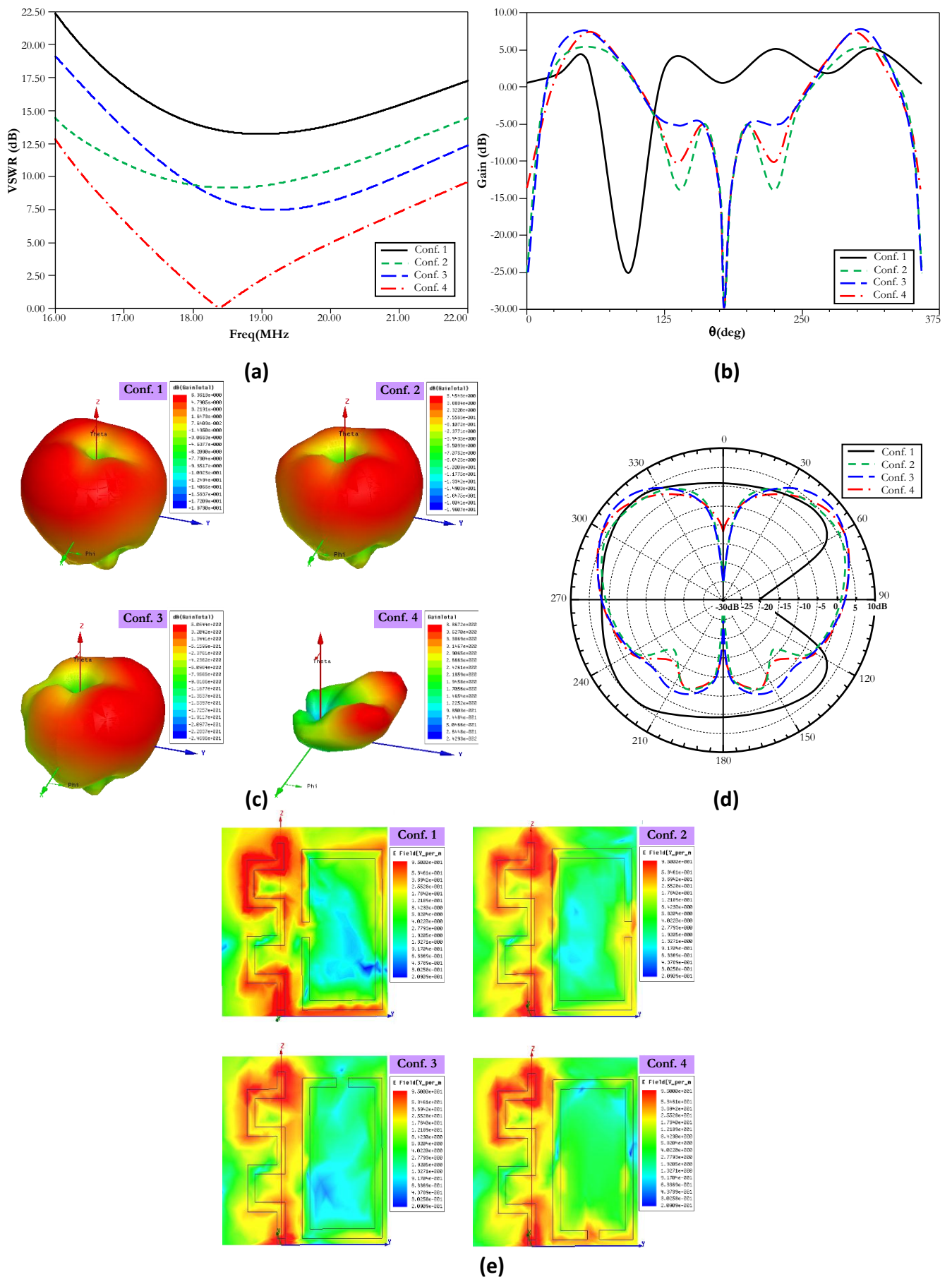
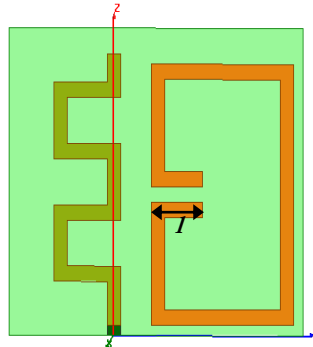


Fig. 4.37. Variation de VSWR (a), Le digramme de rayonnement en 2D (b), en 3D (c), en plan E (d) et la distribution du champ électrique (e).

**Effet de l'ajoute d'un pin :**

Le même design de la configuration principale est mentionnée au ce portion de travail avec l'ajoute d'un pin de longueur,  $l$  au RAF (effet capacitif) comme il est représentée à la figure 4.38.



**Fig. 4.38. Configuration d'antenne proposée avec l'ajoute d'un pin au RAF.**

Les résultats obtenus à la figure 4.39 soit en termes de coefficient de réflexion ou caractéristique de rayonnement montrent bien l'effet de l'ajout d'un pin au RAF sur le comportement électromagnétique de l'antenne proposée de tel sorte on remarque que pour la valeur de  $l = 305$  mm couvre la bande passante la plus large. Les diagrammes de rayonnement représentés à la figure 4.39b, c et d soit en 2D ou 3D ou en plan E sont aussi affectés par la variation de la longueur,  $l$  et toujours la condition fondamentale de propagation par onde de surface est vérifiée. Alors que, un bon ajustement de tel paramètres on peut obtenir des résultats très performants.

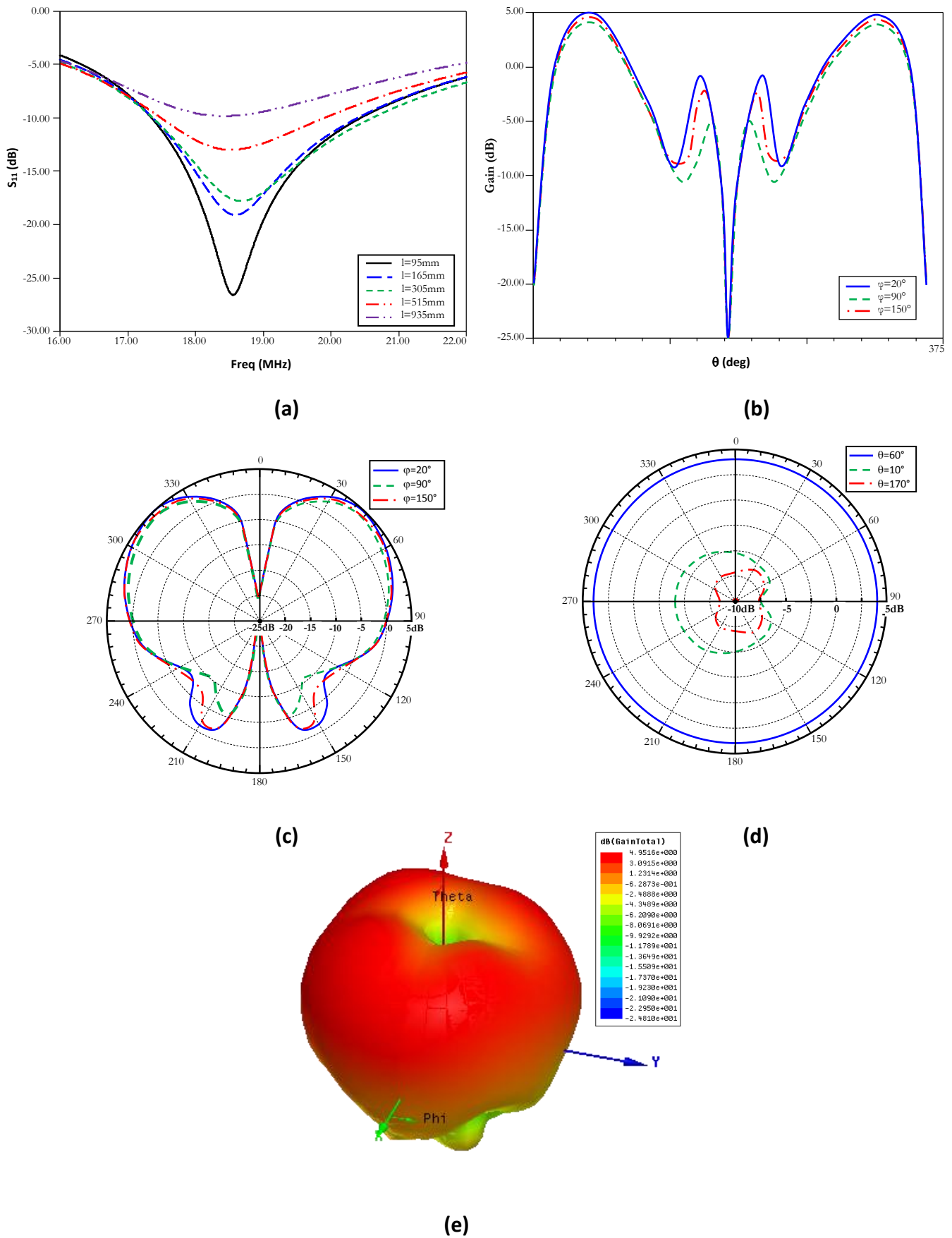
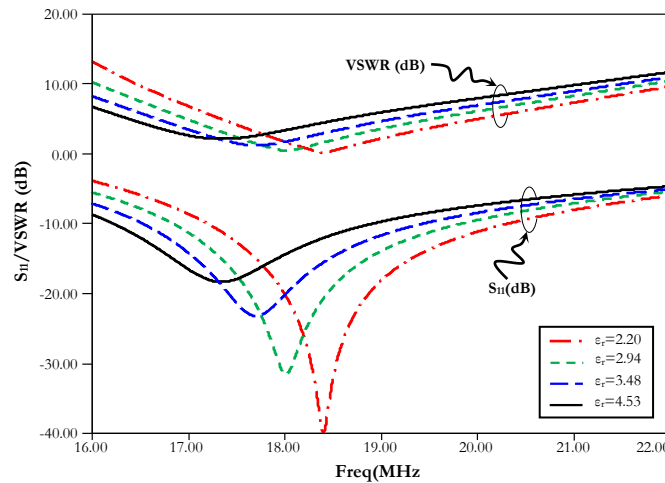


Fig. 4.39. Variation de  $S_{11}$  en fonction du longueur de pin,  $l$  (a), Le digramme de rayonnement en 2D (b), en 3D (e), en plan E (c) et en plan H (d).

**Effet de permittivité de substrat**

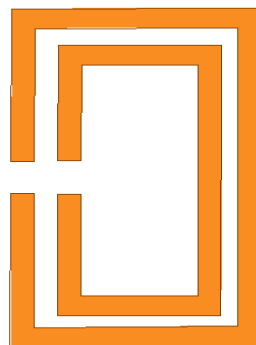
La permittivité du substrat est aussi un autre paramètre clé que détermine le comportement électromagnétique d’antenne proposée. Typiquement un matériau diélectrique ou substrat est utilisée entre l’élément radiateur et le plan de masse de tel sort l’onde électromagnétique propage au niveau de matériau diélectrique. La figure 4.40 illustre les courbes de  $S_{11}$  et le VSWR en fonction de fréquence avec des valeurs différentes de permittivité de substrat,  $\epsilon_r$ . Il est observé que  $\epsilon_r$  incrément que la fréquence de résonance sera décroissante. Le meilleur résultat est obtenu lorsque  $\epsilon_r=4.53$ ,  $S_{11}=-40\text{dB}$  et le  $\text{VSWR}<2$ . Au résumé on peut exploiter de tels résultats pour concevoir une antenne à onde de surface à la bande HF avec un bon ajustement à la valeur de permittivité de substrat,  $\epsilon_r$ .



**Fig. 4.40. Variation de  $S_{11}$  et VSWR en fonction de permittivité de substrat,  $\epsilon_r$ .**

**Effet de RAF avec double anneau :**

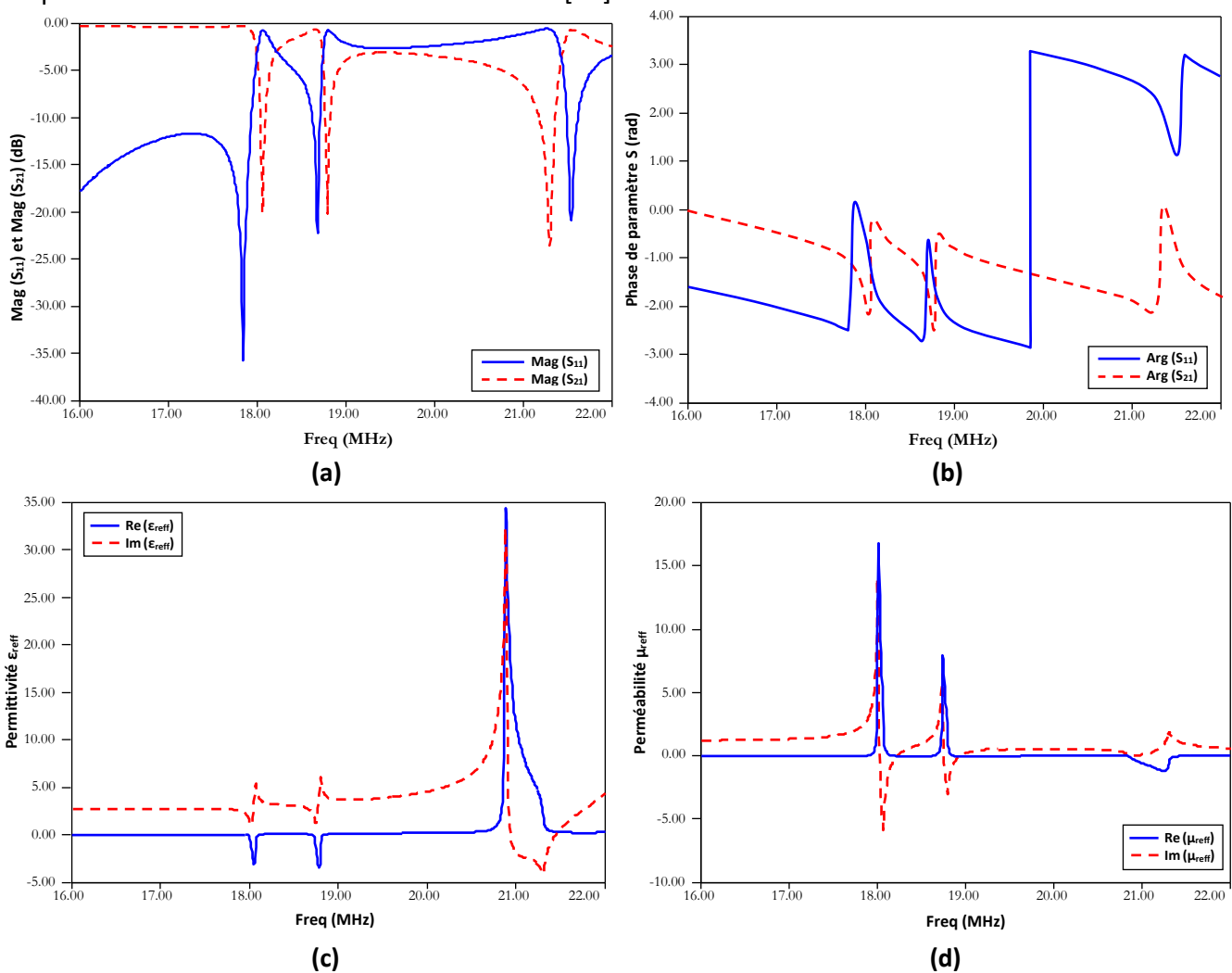
Maintenant on va faite un saut de RAF uni-anneau à un RAF double anneau et on va examiner l’influence de ce dernier sur les performances électromagnétique de notre antenne. La configuration de RAF double anneau est représentée à La figure 4.41.



**Fig. 4.41. Configuration de RAF en double anneau.**

De même démarches que l'analyse de RAF précédente, le coefficient de réflexion et transmission complexes,  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  vont calculer, ensuite les paramètres effectives ( $\mu_{\text{reff}}$  et  $\epsilon_{\text{reff}}$ ) vont extraire [35]. Le substrat utilisé pour la simulation est de la famille ROGERS qui présente une permittivité relative de 4.4, des pertes tangentiels de l'ordre de 0,001. Des conditions de périodicité sont appliquées aussi sur la cellule unité présentée sur la figure 4.41. Ainsi, des conditions de murs électriques et magnétiques sont appliquées selon l'axe y et z respectivement et la propagation se fait selon l'axe x. Afin d'assurer une activité magnétique dans le RAF, nous considérons que le champ électrique incident, E est selon l'axe y et le champ magnétique incident, H est selon l'axe z. Les paramètres utilisés au [36] vont être exploités. La distance entre les deux anneaux est prise la valeur de  $s=150$  mm.

La figure 4.42 représente le coefficient de réflexion et de transmission en dB et les variations de la partie réelle et imaginaire de la permittivité/perméabilité effective calculée à partir du modèle de réflexion-transmission [37].

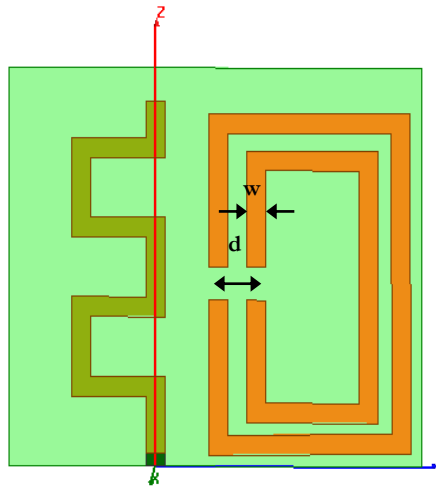


**Fig. 4.42. Caractéristiques de cellule unité : module de  $S_{ij}$  (a), phase de  $S_{ij}$  (b), permittivité (c) et perméabilité (d).**

Il est bien remarqué que le RAF multi-anneau exhibe trois résonnances au niveau de la bande 16 MHz à 22 MHz. Dont les deux premières fréquences sont des résonnances magnétiques et le dernier est une résonnance magnétique. Ce résultat démontre que le contrôle de nombre de résonnances magnétiques dépend de la sélection adéquate de nombre d'anneaux dans la même cellule de RAF. De point de vue de comportement électromagnétique de tels résultats peut interpréter avec les mêmes raisonnements de la section précédente.

#### **Association antenne-RAF multi anneau**

La figure 4.43 représente l'antenne de la même section précédente avec l'ajoute d'un RAF à double anneau.



**Fig. 4.43. Configuration d'antenne proposée associée avec un RAF à double anneau.**

Deux nouvelles paramètres géométriques vont étudier dans cette portion de travail, la largeur de ruban de RAF,  $w$  et l'espacement ente l'antenne et le RAF,  $d$ . comme il est mentionné à la figure 4.44. À chaque valeur de ces paramètres correspondent à un changement à la fois à la fréquence de résonnance et la bande passante de tels sort des valeurs optimales sont obtenus de point de vue d'élargissement de la bande passante sont pour  $w=20$  mm et 138.75 mm. Et une excellente adaptation est obtenu pour  $d=330$  mm à la fréquence  $f=18.78$  MHz avec  $S_{11}=-27.75$ dB.

Les digrammes de rayonnement représentés à la figure 4.39b, c et d soit en 2D ou 3D ou en plan E/H sont aussi illustrés à la figure 4.44.



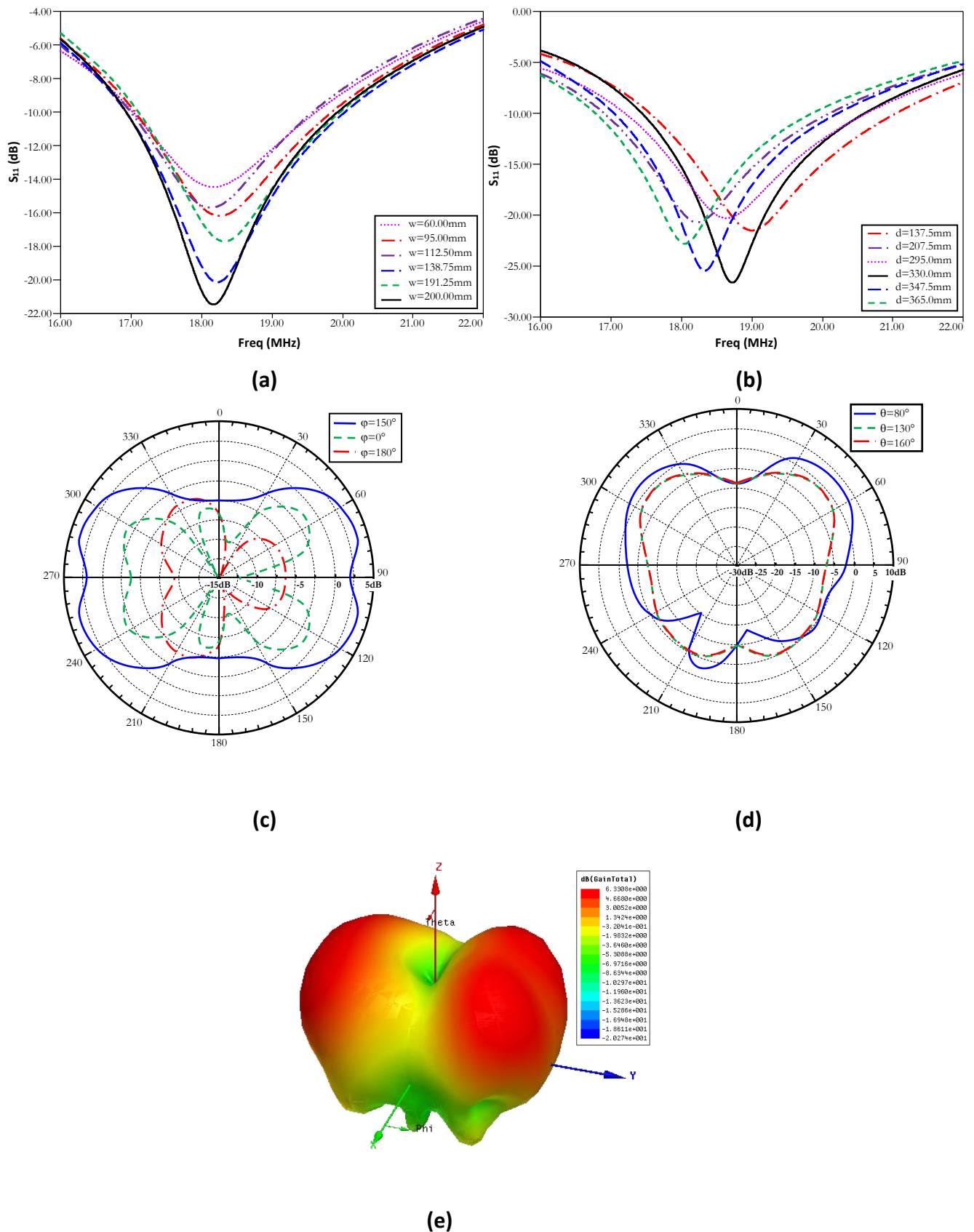


Fig. 4.44. Variation de  $S_{11}$  en fonction de  $w$  (a), en fonction de  $d$  (b), digramme de rayonnement en 3D (e), en plan E (c) et en plan H (d).

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a rappelé brièvement l'état de l'art des grandes familles de structures artificielles (les SHIs, les RFAs), leurs propriétés et les applications qui apportent des innovations dans plusieurs domaines de l'électromagnétisme et des télécommunications. Nous avons présenté deux types de ces structures artificielles et les formules de circuit équivalent à une cellule élémentaire données par D. SIEVENPIPER pour les HISs et par PENDRY pour les RAFs ainsi que le prototype de chacune, ensuite leurs applications au niveau de quelques systèmes antennaires à ondes de surface. De tels sorts, nous allons présenter les résultats de simulation de l'antenne à ondes de surface qui fonctionne à la gamme de haute fréquence, HF et l'influence de ces structures artificielles sur les différentes performances électromagnétiques .

## Bibliographie chapitre 4

- [1] S.A.Ramakrishna, T. M. Grzegorzczak, "Physics and applications of negative refractive index materials", CRC press, 2009.
- [2] E.Yablonovitch, "Photonic band-gap structures", Journal of the Optical Society of America B, vol.10, no.2, pp.283–295, February 1993.
- [3] Abdelwaheb OURIR, "Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications". Thèse de Doctorat, novembre 2006.
- [4] Electromagnetic Metamaterials, C. Caloz, T. Itoh, 2005, Wiley-IEEE Press.
- [5] S. Clavijo, R. E. Diaz, and W. E. McKinzie, III, "Design methodology for Sievenpiper highimpedance surfaces: an artificial magnetic conductor for positive gain electrically small antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, no. 10, pp. 2678–2690, Oct. 2003.
- [6] Dan Sievenpiper, Lijun Zhang, Romulo F.Jimenez Broas, Nicholas G.Alexopolous, and Eli Yablonovitch, " High Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band ", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, NO.11, November 1999.
- [7] D. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces", Ph.D. Dissertation, University of California, Los Angeles, 1999.
- [8] Y. Rahmat-Samii, "EBG Structures for Low Profile Design Antenna: What Have We Learned?" Antennas Propagaion, EUCAP 2007, pp.1-5, 11-16 nov. 2007.
- [9] O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A. V. Raisanen, and S. A. Tretyakov, "Simple and accurate analytical model of planar grids and highimpedance surfaces comprising metal strips or patches, " IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 56, no. 6, pp.1624–1632, 2008.
- [10] Simovski, C.R.; de Maagt, P.; Tretyakov, S.A.; Paquay, M.; Sochava, A.A., "Angular stabilisation of resonant frequency of artificial magnetic conductors for TE incidence," Electronics Letters, vol.40, no.2, pp. 92- 93, 22 Jan. 2004.
- [11] R. Khouri, P. Ratajczak, P. Brachat and R. Staraj "A Thin Surface-Wave Antenna using a Via Less EBG structure for 2.45 GHz ON-Body Communication Systems," European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP, Spain, pp. 1-4, July. 2008.
- [12] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band

- gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, no. 10, pp. 2936–2946, Oct. 2003.
- [13] Halim BOUTAYEB, “Étude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles”. Thèse de Doctorat, novembre 2003.
- [14] H. Nakano, K. Hitosugi, N. Tatsuzawa, D. Togashi, H. Mimaki, and J. Yamauchi, “Effects on the radiation characteristics of using a corrugated reflector with a helical antenna and an electromagnetic band-gap reflector with a spiral antenna,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, pt. 1, pp. 191–199, Jan. 2005.
- [15] H. Nakano, Y. Asano, G. Tsutsumi, and J. Yamauchi, “A low-profile inverted F element array backed by an EBG reflector,” in Proc. IEEE Int. Symp. on Antennas and Propag., NM, Jul. 9–14, 2006, pp. 2985–2988.B.
- [16] M. A. Hiranandani, A. B. Yakovlev, and A. A. Kishk, “Artificial magnetic conductors realized by frequency-selective surfaces on a grounded dielectric slab for antenna applications,” IEE Proc.-Microw. Antennas. Propag., vol. 153, no. 5, pp. 487–493, Oct. 2006.
- [17] F. Yang, A. and Y. Rahmat-Samii, Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering, The Cambridge RF and Microwave Engineering Series, 2009.
- [18] F. Yang, A. and Y. Rahmat-Samii, “Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications,” IEEE Transactions on Antennas and propagation, vol. 51, no. 10, october 2003.
- [19] N. Engheta and R. Ziolkowski, Electromagnetic Metamaterials : Physics and Engineering Explorations. Wiley-IEEE Press, 2006.
- [20] Cheolbok Kim, Jaesam Jang, and all “a wideband planar surface wave antenna for the WLAN router,” European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP, Rome, pp. 1527–1530, Sept. 2009.
- [21] R. Khouri, P. Ratajczak, P. Brachat and R. Staraj “A Thin Surface-Wave Antenna using a Via Less EBG structure for 2.45 GHz ON-Body Communication Systems,” European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP, Spain, pp. 1-4, July. 2008.
- [22] A. Al-Zoubi, F. Yang and A. Kishk, “An Efficient Center-Fed Circular Patch Antenna Loaded with an Annular Ring”, Antennas and Propagation International Symposium, IEEE, pp. 1-4, July. 2008.

- [23] L. Economou and R. J. Langley, "Patch antenna equivalent to simple monopole", *Electronic Lett.*, vol. 33, no. 9, pp. 727-729, Apr. 1997.
- [24] Asem Al-Zoubi, Fan Yang and Ahmed Kishk "A low profile dual-band surface wave antenna with a monopole-like pattern" *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol.55, no. 12, pp.3404-3412, Dec 2007.
- [25] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, and A. Kishk, "Low-profile patch-fed surface wave antenna with a monopole-like radiation pattern," *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 1, no. 1, pp. 261–266, Feb. 2007.
- [26] Alireza Foroozesh, and Lotfollah Shafai, "Investigation Into the Application of Artificial Magnetic Conductors to Bandwidth Broadening, Gain Enhancement and Beam Shaping of Low Profile and Conventional Monopole Antennas" *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol.59, no. 1, pp.4-20, Jan 2011.
- [27] J.B.PENDRY, A.J.HOLDEN, D.J ROBBINS, et W.J.STEWART, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47, p.2075-2084 (1999).
- [28] K.Aydin, I.Bulu, K.Guven, M.Kafesaki, C.M.Soukoulis, and E.Ozbay, "Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs," *New Journal of Physics* 7. 168 .2005.
- [29] J. D. Baena, J. Bonache, F. Mart?n, S. R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegui, A. G. M. Laso , J. Garc?a–Garc?a, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-Circuit Models for Split Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission", *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL. 53, NO.4, pp.1451-1461, april 2005 .
- [30] N.Katsarakis, T.Koschny, M.Kafesaki, E.N.Economou, C.M.Soukoulis, "Electric coupling to the magnetic resonance of split ring resonators " *Applied physics letters*, vol. 84, pp. 2943, 2004.
- [31] NACER Abdelghani, Etude de structures à base de métamatériaux pour applications aux circuits micro-ondes et antennes : Cas du résonateur en anneau fendu, these doctorat, univ ABOU BAKR BELKAID - TLEMCEM 2011.
- [32] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Wiley-Interscience, 2005.
- [33] Lin Wang, Meng Qing Yuan, and Qing Huo Liu, "A Dual-Band Printed Electrically Small

Antenna Covered by Two Capacitive Split-Ring Resonators,” IEEE Antennas Wireless Propag.Lett., vol. 10, pp. 824–826, 2011.

- [34] Endo, T., Sunahara, Y., Satoh, S. and Katagi, T. (2000), Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas. Electronics and Communications in Japan.
- [35] Rotman W (1962) Plasma simulation by artificial dielectrics and parallel-plate media. IRE Trans. Antenna Propagation.
- [36] Turkmen, Ekmekci E and Turhan-Sayan G (2011) A New Multi-ring SRR Type Metamaterial Design with Multiple Magnetic Resonances. Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Marrakesh, Morocco, pp. 20-23.
- [37] Kafesaki M et al. (2005) Left-handed metamaterials: Detailed numerical studies of the transmission properties. J. Opt. A: Pure Appl. Opt., vol. 7, pp. 12-22.

## Conclusion générale

Les gammes de fréquences LF-HF présentent les propriétés très intéressantes de pénétrer dans l'eau de mer et de pouvoir transmettre des informations à plusieurs milliers de kilomètres sans compromettre la position des navires. Ces gammes sont donc des candidates privilégiées pour les communications militaires avec des sous-marins en plongée, les systèmes de radionavigation, différents domaines de radiodiffusion et des nombreuses applications industrielles, scientifiques et médicales.

Le développement de la technologie des télécommunications a révolutionné nos vies quotidiennes. Celle-ci est ainsi en plein essor depuis plus de 60 ans et, pour répondre à une demande sociétale ne cesse d'accroître, les principaux groupes industriels doivent proposer le plus rapidement possible des solutions convenables. Pour faire face à l'actuelle saturation de la partie basse du spectre électromagnétique, les fabricants se décalent vers de nouvelles modes de propagations avec les bandes de fréquences allouées, notamment celles situées dans le domaine des hautes fréquences, pour développer de nouveaux systèmes de télécommunications à base des antennes rayonnant en ondes de surface.

Comme déjà vu, une antenne à ondes de surface dans la bande HF est caractérisée par quelques contraintes d'utilisation notamment, l'encombrement vertical, la bande passante est étroite et le motif de rayonnement que doit dans la plus par des cas un mode monopolaire ; en tenant compte ces caractéristiques, l'installation de telles antennes est concéder comme des atouts considérables pour la diffusion radiofréquence, la communication et les activités radar... Pour éviter ce problème, ces travaux de thèse étaient d'étudier, concevoir et d'optimiser des dispositifs antennaires rayonnant en ondes de surface en traitant ces problèmes. Dans lequel, nous avons présenté dans le chapitre 1, l'état de l'art sur les antennes à ondes de surface et ces caractéristiques qu'ont été explorées durant les travaux de la thèse. Ensuite, nous avons vu dans le deuxième chapitre des simulations pour quelques types des antennes conventionnelles à ondes de surface, en basant sur des types privilégiés qu'est en accordance directe avec le thème de notre sujet. Ainsi que, ces types d'antennes ont été mise sous une forme des équations mathématiques et des courbes représentatives.

Grace à les logiciels électromagnétiques, La simulation de structures antennaires rayonnants en ondes de surface devenant alors possible. Au niveau du chapitre 3, un inventaire des structures antennaires a été mentionné et développé, en présentant des caractéristiques

intéressantes soit en termes de caractéristiques de rayonnement, soit en termes de phénomène de réflexion. Le problème qui a été posé alors est de rechercher l'antenne qui satisfait la condition fondamentale pour rayonner en ondes de surface, cette condition a été déclarée comme suit : «à la direction de rayonnement transversale (the broadside direction), l'antenne à ondes de surface exhibée un rayonnement presque nul et acquiert un rayonnement comme le cas d'une antenne monopôle ».

En effet, ces mentions ont été établies avec réussite. Nous avons dans un premier temps étudié une antenne monopôle conventionnelle de référence ensuite une série des designs à base-telle ont été réalisées et des séries des études paramétriques ont été effectuées grâce à les outils d'optimisation fournis par le simulateur électromagnétique, HFSS. Notamment, la réduction de l'encombrement vertical et la réduction dans l'espace réservé par l'élément rayonnant, nous avons exploré des différentes techniques de miniaturisation.

L'objectif au sein de dernière chapitre était de mettre en projection, les matériaux artificiels et les appliquer à la conception des nouveaux dispositifs rayonnant en ondes de surface. Pour commencer, nous avons présenté dans le chapitre 4, l'intérêt du sujet et un état de l'art des structures artificielles susceptibles de nous intéresser pour l'application des matériaux artificiels à la conception des antennes rayonnant en ondes de surface. Ensuite, nous avons simulé les différentes propriétés électromagnétiques et des différents modèles de structures antennaires. En outre, nous avons présenté des résultats de simulation d'une structure pour chaque modèle. Ces résultats ont par la suite été utilisés afin d'extraire les différents paramètres.

Notre travail ouvre une perspective d'amélioration du gain, en appliquant les mêmes principes et les mêmes démarches, mais avec une modification dans le nombre d'antennes, d'où une utilisation de  $N$  antennes afin de créer un réseau alimenté par une ligne microruban, qui sera ensuite entouré par des structures artificielles. En modifiant la forme des motifs conventionnels qui constituent ces dernières, dans le but d'arriver à un gain acceptable pour les applications qui utilisent une haute fréquence; dans le cas où de bons résultats sont obtenus, on ajoute une grille d'un Métamatériau à un indice de réfraction négatif autour du réseau. Pour faire obtenir une nouvelle structure appelée réseau d'antenne à onde de surface à base de Métamatériaux.



انتشار المعلومة عبر موجات السطح هو موضوع حديث منذ عشر سنوات وعلية فإن تطوير أنظمة هوائيات تسمح بهذا النوع من الانتشار يصبح ضروري ومطلوب في مجال انتشار موجات الراديو. في هذا العمل قمنا بالتطرق لإمكانيات دراسة وتصميم وموائمة أنظمة هوائيات تشع عبر موجات السطح. مع مراعاة خاصة لتخفيض من الازدحام العمودي وتقديم الحلول المطورة بصيغة قابلة للتنفيذ. الأبحاث أنجزت على أنظمة هوائيات موجهة وغير موجهة في مستوى عمودي ومستوى سيمتي. البداية كانت مع دراسة نظرية لأنظمة الهوائيات التي تشع عبر موجات السطح ثم في المرحلة التالية من هذا العمل قمنا بتصميم لمجموعة هائلة من الهوائيات التي تشع عبر هذا النمط مع القيام بتصميمات مختلفة ومحاكاة كهرومغناطيسية وعمليات موائمة ودراسات وسيطة ونخص بالذكر تصميم نظام هوائي موجه نحو تطبيق رادار يشع عبر موجات السطح ذو تردد عالي. وفي الأخير قمنا باستعمال المواد الخارقة ذات الخصائص الغير طبيعية في تصميم هوائيات تشع عبر موجات السطح وبذلك نحن بصدد تعريف مفهوم جديد لمثل هاته الهوائيات في مجال انتشار موجات الراديو عن طريق موجات السطح.

**كلمات مفتاحية:** تصميم، موائمة، أنظمة هوائيات، موجات السطح، المواد الخارقة، تردد عالي/ تردد منخفض.

**Résumé :**

la diffusion de données par ondes de surface est un sujet d'actualité depuis près d'une décennie. Alors que le développement des dispositifs antennaires favorisant ce mécanisme de propagation dans le domaine de radiodiffusion sera nécessaire. Dans ce travail, nous nous intéressons aux possibilités de faire d'étudier, de concevoir et d'optimiser des systèmes antennaires rayonnant en ondes de surface. Une attention particulière sera apportée à la réduction de l'encombrement vertical et à l'intégration paysagère des solutions développées. Les recherches sont menées sur des systèmes antennaires omnidirectionnels et directifs dans le plan azimutal et vertical. Nous commençons par l'état de l'art sur ce type d'antenne ensuite des inventaires sur les plus célèbres antennes à ondes de surface sont amenés. Un ensemble d'opérations concernant la conception, la simulation électromagnétique, l'optimisation et des études paramétriques sont alloués notamment l'antenne privilège vers l'application de Radar HF à ondes de surface qu'a mise en projection, dernièrement, les Métamatériaux avec ces performances extraordinaires sont explorés à ce travail pour but de construire un nouveau concept dans le domaine de la radiocommunication par ondes de surface. On parle sur des antennes Métamatériaux rayonnant en ondes de surface.

**Mots Clés :** Conception, optimisation, antenne, ondes de surfaces, LF/HF, Métamatériaux.

**Abstract:**

Surface wave data diffusion has been a recent topic for almost a decade. While the development of antennas devices favoring this propagation mechanism in the domain of the radio communication will be necessary. In this work, we are interested in the possibilities of studying, designing and optimizing antenna systems radiating in surface waves. Special attention will be given to reducing the vertical congestion and landscape integration of the developed solutions. The researches is conducted on omnidirectional and directional antenna systems in the azimuthal and the vertical plane. We start with the state of the art on this type of antenna then an inventories on the most famous surface wave antennas are brought. A set of operations concerning the design, the electromagnetic simulation, the optimization and the parametric studies are allocated in particular the antenna privilege towards the application of HF surface waves Radar, lately, the Metamaterials with these extraordinary performances are explored in this work with the aim of constructing a new concept, a Metamaterial surface waves antennas.

**Key Words:** design, optimization, antenna, surface waves, LF/HF, Metamaterial.

---