

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTERE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Mohamed Boudiaf - M'sila
Faculté de Technologie Département
D'Électronique



Présentée en vue de l'obtention du diplôme
De Master Académique
Présentée par :

DJAAFER NAIMA
CHAKER DOUNYAZED

THÈME

**Application de la technique de miniaturisation dans la conception des
systèmes microstrip à GSD**

Soutenue devant le jury :

Président du jury: KENANE Elhadi

Encadreur : BAKHTI haddi

Co-encadreur : BENTOUMI Miloud

Examineur: DJELLID Asma

N° : Année universitaire : 2019 /2020

Dédicace

Dédicaces À la mémoire de mon père, celui qui n'a pas vécu pour assister à ce jour, et envers qui, je dois tout le respect et l'amour, Puisse le Bon Dieu, le tout Puissant, ait pitié de son âme et l'accueille en son vaste paradis. À mon deuxième cher père m'a offert le bon dieu. À mes deux mères, les perles de ma vie qui ont toujours éclairées mon chemin de leurs sacrifices, de leurs prières. À mon mari qui ne tarit pas des ses encouragements. À la famille de mon mari. À mes frères et sœurs, mes beaux-frères et belles-sœurs. À tous ceux qui m'ont appris à lire et à écrire. À tous mes enseignants, tout au long de ma vie

N.A.J.M.A

Dédicaces

*À la mémoire de mon père, celui qui n'a pas vécu pour assister
à ce jour, et en vers qui, je dois tout le respect et l'amour, Puisse*

*le Bon Dieu, le tout Puissant, ait pitié de son âme et
l'accueille en son vaste paradis. À mon deuxième cher père
qui m'a offert le bon dieu.*

*À mes deux mères, les perles de ma vie qui ont toujours
éclairées mon chemin de leurs sacrifices, de leurs prières.*

À mon mari qui ne tarit pas de ses encouragements.

À la famille de mon mari.

À mes frères et sœurs, mes beaux-frères et belles-sœurs.

À tous ceux qui m'ont appris à lire et à écrire.

À tous mes enseignants, tout au long de ma vie

DONNA ZED

Remerciements

On tient tout d'abord, à remercier Dieu, le tout Puissant, de nous avoir donné le courage, la volonté et la santé pour réaliser ce mémoire. On remercie vivement nos directeurs de recherche

BEN TOUMI Misoud et AK HTJ EL Hadi

pour la confiance qu'ils ont bien voulu nous accorder en

acceptant de diriger ce mémoire, pour la qualité de leur

encadrement, leurs précieuses orientations, leur simplicité et

leur patience. Nos remerciements s'adressent aussi aux

membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner ce

travail. On remercie nos familles pour leur patience avec nous.

On remercie tous ceux qui nous ont aidé à l'élaboration de ce

travail de recherche

Résumé

Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes pour permettre leur intégration sur de petits objets aux fréquences UHF est croissante. A ces fréquences, l'antenne est la composante la plus volumineuse et sa miniaturisation constitue l'un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants.

L'objectif principal de notre travail est la conception d'une antenne patch rectangulaire de dimension réduite en utilisant les techniques de miniaturisation parmi eux la structure à défaut dans le plan de masse (DGS). A un effet de comparaison, deux antennes ont été conçu ; la première antenne à une surface ($5.5 \times 4.5 \text{ mm}^2$) avec une patch classique, tandis que la deuxième présente une taille globale de $8 \times 4 \text{ mm}^2$.

Nous avons étudié l'influence des paramètres géométriques de l'antenne sur la fréquence de résonance, la bande passante et la directivité. Les paramètres que nous avons étudiés : les dimensions du patch, la hauteur et la permittivité du substrat, en utilisant l'outil de simulation électromagnétique dans le domaine fréquentiel CST.

المخلص:

في سياق تعميم أنظمة الاتصالات اللاسلكية، تزايد الحاجة إلى تصغير الهوائيات للسماح بتكاملها مع الأجسام الصغيرة بترددات UHF. في هذه الترددات، يكون الهوائي هو المكون الأكبر ويشكل تصغيره أحد أهم التحديات الحالية لمصممي أنظمة الإتصالات.

الهدف الرئيسي لعملائنا هو تصميم هوائي مستطيل الشكل (رقعة) ذو أبعاد مخفضة باستخدام تقنيات التصغير من بينها الهيكل المعيب في المستوى الأرضي (DGS). تم تصميم تأثير مقارنة بين الهوائيين؛ الهوائي الأول له سطح $5.5 \times 4.5 \text{ mm}^2$ مع رقعة كلاسيكية، بينما يبلغ الحجم الإجمالي للهوائي $8 \times 4 \text{ mm}^2$.

لقد درسنا تأثير الوسائط الهندسية للهوائي على تردد الرنين وعرض النطاق والاتجاهية. الوسائط التي درسناها: أبعاد الرقعة، الارتفاع والسماحية للركيزة، باستخدام أداة المحاكاة الكهرومغناطيسية في مجال التردد CST.

Abstract

In a context of the generalization of wireless communication systems, the need to miniaturize antennas to allow their integration on small objects at UHF frequencies is growing. At these frequencies, the antenna is the largest component and its miniaturization constitutes one of the most important current challenges for designers of communicating objects. The main objective of our work is the design of a rectangular microstrip (patch) antenna of reduced dimension using miniaturization techniques among them the faulty structure in the ground plane (DGS). Has a comparison effect of the two antennas were designed; the first antenna has a surface ($5.5 \times 4.5 \text{ mm}^2$) with a classic patch, while the second has an overall size of $8 \times 4 \text{ mm}^2$. We have studied the influence of the geometric parameters of the antenna on the resonant frequency, bandwidth and directivity. The parameters we studied: the dimensions of the patch, the height and the permittivity of the substrate, using the electromagnetic simulation tool (CST), in frequency domain.

Table des matières

<i>Introduction générale</i>	17
CHAPITER I : GENERALITE SUR LES ANTENNES	
I.1 Introduction	19
I.2 Définition	19
I.3 Les paramètres fondamentaux des antennes..	19
I.3.1 L'impédance	19
I.3.2 Coefficient de réflexion et taux d'onde stationnaire (TOS)	20
I.3.3 Bande passante	20
I.3.4 Directivité et gain	20
I.3.5 Diagramme de rayonnement	21
I.3.6 Efficacité	21
I.4 Les différents types d'antennes	22
I.4.1 Antennes Directives	23
I.4.2 Antennes Omnidirectionnelles	24
I.4.3 Antennes Sectorielles	24
I.4.3.1 Les réseaux d'antennes patchs	26
I.4.3.2 Antennes à fentes	27
I.4.4 Antennes Agiles	27
I.5 Avantages et inconvénients	28
I.6 Diversité de polarisation	29
I.7 Conception d'antennes	29
I.8 Techniques de miniaturisation des antennes	31
I.8.1 L'utilisation de matériaux diélectriques à haute permittivité	31
I.8.2 Allongement de trajet du courant sur la surface du patch	32
I.8.3 L'ajout de broches de court-circuit	32
I.8.4 Empilement de patch.....	32
I.9 Conclusion	32

CHAPITRE II : LES ONDES ELECTROMANETIQUES

II.1 Introduction	34
II.2 Définition	34
II .3 Equation de Maxwell	34
II .3 .1 Lois de bases en électricité	34
II .3 .1.1 Induction électrique	34
II .3.1.2 Induction magnétique	35
II .3 .1.3 Phénomène d'induction	35
II .3.1.4 Conservation de la charge.....	36
II .3.2 Les équations de Maxwell	36
II.3.3Principes fondamentaux en physique	37
II .4 Propriétés	37
II .4.1 Propriétés	38
II .4.2 Caractéristiques essentielles.....	38
II .5 Equation de propagation	39
II .6 Propagation de l'onde dans un milieu conducteur	40
II .7 Polarisation de l'onde	41
II .7.1 Polarisation linéaire.....	41
II .7.2 Polarisation circulaire.....	41
II .7.3 Polarisation elliptique.....	42
II .7.4 Applications des polarisations	42
II .8 Type d'onde et spectre électromagnétique	42
II .9 Conclusion	45

CHAPITRE III : Présentation du simulateur CST MWS

III.1. Introduction	47
III.2. Simulateurs 3D	47
III.2.1. CST MWS	47
III.3. Technique d'intégration finie	50
III.4. Déroulement des différentes étapes d'un projet	51

III.4.1. Choix des unités et du matériau de fond	52
III.4.2. Définition de la structure	53
III.4.3. Définition de la gamme de fréquences	56
III.4.4. Définition des Ports	56
III.4.5. Définition des conditions aux limites et des plans de symétries...57	
III.4.6. Lancement de la simulation	58
III.5. Conclusion	58
<i>CHAPITRE IV : Résultats de simulation</i>	
IV.1. Introduction.....	60
IV.2. Calcul de l'impédance de la ligne d'alimentation.....	60
IV.3. Étude de l'effet de plan de masse sur l'antenne patch	61
IV.3.1. Antenne avec un patch classique	61
• Coefficient de réflexion.....	62
• TOS	63
• Diagramme de rayonnement	63
• Diagrammes de rayonnement en 3D simulés.....	65
IV.4. Étude et conception d'une antenne miniaturisée	66
IV.4.1. Configuration de la conception.....	66
• Coefficient de réflexion.....	67
• Tos	68
• Diagramme de rayonnement	68
• Diagrammes de rayonnement en 3D simulés.....	70
• Les diagrammes de rayonnement en 3D simulés des deux antennes sont représentés par la Figure (IV.13) à leurs fréquences de résonance.	72

IV. 4.2.2. 2 ^{ème} Cas : une antenne rectangulaire avec un demi-plan de masse imprimé	72
• Coefficient de réflexion.....	72
• TOS	73
• Diagramme de rayonnement	73
• Les diagrammes de rayonnement en 3D simulés des deux antennes sont représentés par la Figure (IV.18)à leurs fréquences de résonance de antenne avec la demi masse.....	75
IV. 4.2.3. Cas 3 une antenne rectangulaire avec un plan de masse imprimé d'une forme L inversée.	76
• Coefficient de réflexion.....	77
• TOS	77
• Diagrammes de rayonnement.....	78
• Diagrammes de rayonnement en 3D simulés.....	79
IV.5- Comparaison entre les trois cas	80
IV.6.Géométrie de l'antenne dans CST 3D.....	82
IV. 7. Méthode d'optimisation par le logiciel CST	82
IV.8. Résultat de l'optimisation.....	83
IV .9 Étude paramétrique.....	84
• Effet de géométrie de la ligne d'excitation	84
• Effet de paramétrer la largeur Wf.....	84
• Effet de paramétrer longueur Lf.....	85
• Effet de géométrie de plan de masse	85
• Effet du paramètre hauteur H	86
IV.11. Conclusion	86

Conclusion générale 88

Bibliographie.....91

Erreur ! Signet non défini.

Table des FIGURES

CHAPITRE I : GENERALITE SUR LES ANTENNES

Figure I.1 : illustration du diagramme de rayonnement d'une antenne.....	23
Figure I.2. Différents types des liaisons.....	24
Figure I.3. Couverture en fonction des diagrammes de rayonnement d'antennes dans le plan horizontal.....	25
Figure I.4. Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.....	26
Figure I.5. Rayonnement omnidirectionnel.....	26
Figure I.6. Exemple d'antenne sectorielle.....	27
Figure I.7. Remplacement d'une cellule omnidirectionnelle par trois secteurs de 120°	28
Figure I.8. Exemple de réseaux d'antennes élémentaires.....	28
Figure I.9. Exemple d'antenne à fentes.....	29
Figure I.10. Polarisations d'une onde électromagnétique.....	31
Figure I.11 : méthodologie de simulation d'antenne.....	33

CHAPITRE II : LES ONDE ELECTROMANETIQUES

Figure.II.1 : Angle solide vue d'une source.....	40
Figure II.02 : Onde progressive.....	43
Figure. II.03 : Les spectres électromagnétiques.....	47

CHAPITRE III : Présentation du simulateur CST MWS

Figure. III.1. Interface graphique du MWS.....	50
Figure. III.2. Visualisation des résultats avec MWS.....	51
Figure. III.3. Maille élémentaire issue d'une simulation FIT.....	52
Figure. III.4. Modèles et leurs descriptions.....	54
Figure. III.5. Fenêtre de guide de démarrage rapide.....	54
Figure. III.6. Dialogue de configuration des unités de base.....	55
Figure. III.7. Dialogue d'outils de dessin des structures.....	55
Figure. III.8. Menu "Objects" dans Microwave Studio.....	56
Figure. III.9. Dialogue d'ajout d'une pièce de base.	56
Figure. III.10. Dialogue de gestion des paramètres du projet.....	57
Figure. III.11. Création de la structure.....	57
Figure. III.12. Sélection d'un matériau à partir de la librairie de MWS.....	58
Figure. III.13. Dialogue de configuration de la plage de fréquence.....	58
Figure. III.14. Dialogue d'ajout d'un port d'entrée.....	59
Figure. III.15. Conditions aux limites d'une structure (en couleur mauve).....	60

Figure. III.16. Dialogue de simulation.....60

CHAPITRE IV : Résultats de simulation

Figure.IV.1. Fenêtre de l'impédance dans logiciel CST.....62

Figure.IV.2. Adaptation d'impédance (a) Avant adaptation (b) Après adaptation.....63

Figure.IV.3. Géométrie de l'antenne conçue. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....64

Figure.IV.4. Résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne avec les paramètres du Tableau 1.....64

Figure.IV.5. Taux d'ondes stationnaire TOS de l'antenne de base.....65

Figure.IV.6. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 90^\circ$65

Figure.IV.7. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 0$67

Figure. IV. 8. Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) 1^{er} cas, (b) 2^{ème} cas .67

Figure.IV.9. Résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne de base avec les paramètres du Tableau 2.....69

Figure.IV.10. Taux d'ondes stationnaire TOS de l'antenne de base.....70

Figure. IV. 11. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas pour $\Phi = 90$...71

Figure.IV.12. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 0$72

Figure.IV.13. Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) 1^{er} cas, (b) 2^{ème} ca....73

Figure.IV.14. Résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne de la demi masse74

Figure.IV.15. Taux d'ondes stationnaire TOS.....75

Figure. IV. 16. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 90$76

Figure. IV. 17. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 0$77

Figure. IV. 18. Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) cas1, (b) cas2.....78

Figure.IV.19. Résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne de la masse imprimé d'une forme L inversée.....79

Figure. IV .20. Taux d'ondes stationnaire TOS.....79

Figure. IV. 21. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 0$80

Figure. IV. 22. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 90^\circ$81

Figure. IV. 23. Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) 1 cas (b) 2cas.....82

Figure. IV. 24. Coefficient de réflexion simulé pour les trois cas.....83

Figure. IV. 25 Antenne simulée à 3D.....84

Figure.IV.26. Méthodes pour faire l'optimisation.....85

Figure. IV. 27. Résultat final de l'optimisation.....85

Figure. IV. 28. Effet du paramètre Wf (la largeur) sur le coefficient de réflexion.....86

Figure. IV. 29. Effet du paramètre Lf (la longueur) sur le coefficient de réflexion.....	87
Figure.IV.30. Effet du paramètre Lg (la largeur) sur le coefficient de réflexion.....	87
Figure.IV.31. Effet du paramètre wg(la longueur) sur le coefficient de réflexion.....	88
Figure.IV.32. Effet du paramètre H (la hauteur) sur le coefficient de réflexion.....	88

LIESTE DES TABLEAUX

Tableau II.01 : Equations de Maxwell et lois physiques correspondants.....	37
Tableau II.2 : Spectres et applications.....	44
Tableau (IV. 1). Paramètres géométriques de l'antenne de base	61
Tableau (IV.2).Paramètres géométriques de l'antenne de base	67
Tableau (IV.3). Résultats simulés des trois cas d'antenne.....	81

INTRODUCTION GENERALE

Le développement de nouveaux systèmes de télécommunications sans fil nécessite la conception d'antennes. Ces derniers sont de plus en plus difficiles à élaborer. La diversité des systèmes et standards (GSM, DCS, UMTS, WLAN. etc.), dans le cas des communications entre mobiles, amène les ingénieurs à concevoir des antennes plus performants afin de dépasser les nombreuses contraintes telles que : compacité, faible coût de fabrication, large bande passante et fonctionnement multifréquence [1-2].

De ce fait, les études se sont orientées vers une miniaturisation importante, avec l'utilisation de nouveaux matériaux diélectriques et le développement de capacités multifonctionnelles. etc.

Afin de répondre à ces besoins, des méthodologies de conception innovatrices d'antenne sont nécessaires.

C'est dans ce contexte que s'inscrit notre travail, qui consiste à étudier et concevoir une antenne micro-ruban qui répond aux exigences citées ci-dessus. Leur première apparition était dans les années 1950 par Deschamps, mais il a fallu attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations qui étaient essentiellement réservées à des applications militaires [3]. Deux atouts majeurs ont entraîné au développement très important de ce type : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Aujourd'hui ils sont implantés dans des nombreux dispositifs électroniques et constituent le type privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes. Par ailleurs ce type présente des limites, notamment la bande passante étroite. Afin de compenser ces limitations et améliorer les performances des antennes micro-rubans plusieurs techniques ont été développées [4-5].

Dans le but de concevoir une antenne double bandes pour des applications 5G, nous avons utilisé les techniques de miniaturisation en utilisant l'outil de simulation CST qui a démontré son efficacité et dont les résultats présentent une analogie avec la réalité. Sans oublier l'utilisation des techniques d'optimisations afin d'améliorer les résultats obtenus, soit en terme de bande passante et fréquences de résonances ou bien en terme de dimensions.

Dans notre sujet, nous avons couvert quatre chapitres, le premier chapitre est dédié à la description des antennes de façon générale.

Quant le deuxième chapitre traite les ondes électromagnétiques et leurs propagations

dans les différents milieux.

Le troisième chapitre donne une succincte présentation du logiciel utilisé dans notre travail CST. Une fois que la structure de l'antenne a été introduite dans l'environnement de développement, ainsi que la prise en considération des conditions aux limites et les paramètres de la solution selon les étapes décrites au chapitre trois, nous pouvons alors exécuter, analyser pour estimer les performances de l'antenne. Nous avons également introduit toutes les phases de conception. Toutes les simulations suivies de discussions et de commentaires.

Le quatrième chapitre est orienté à l'aspect de conception de l'antenne et la discussion des résultats obtenus. À la fin de ce mémoire, nous terminerons par une conclusion générale qui résume le travail présenté.

CHAPITER I GENERALITE DANS LES ANTENNES

I.1 Introduction

Ce premier chapitre a pour but la présentation de l'étude et de son contexte. Nous allons donc nous appliquer à expliciter la démarche qui a été suivie au cours de ces travaux de thèse. La première partie de ce chapitre présentera les antennes équipant les stations de base. Nous comparerons les différentes technologies utilisées pour concevoir ces dernières et nous comparerons leurs performances et leurs limitations en fonction de l'objectif visé (couverture, portée, polarisation, efficacité). La deuxième partie a pour objectif de présenter les principaux concepts qui vont intervenir tout au long de ce mémoire. Dans un premier temps, nous rappellerons la définition et les propriétés des matériaux à Bande Interdites Electromagnétiques Métalliques BIE-M et ensuite un état de l'art sur la réalisation d'antennes utilisant des structures périodiques est présenté. Enfin, la troisième partie se focalisera plus particulièrement sur le contexte applicatif de l'étude, c'est-à-dire la conception, la réalisation et la mesure d'antennes sectorielles en azimut à base de matériau BIE-M. Nous nous attacherons à détailler la démarche suivie tout au long de cette mémoire.

I.2 Définition

Parfois appelées sites-relais ou antennes relais, sont des émetteurs récepteurs qui assurent un rôle fondamental dans les communications fixes ou mobiles. Elles servent en effet à acheminer dans les deux sens les appels du réseau auquel elles sont connectées vers les téléphones mobiles situés dans leur zone de couverture appelée "cellule". Les cellules ont un rayon maximum de quelques kilomètres. Cependant, un nombre de stations plus important est nécessaire là où le nombre d'utilisateurs de mobiles est élevé. Si, en zone rurale, le rayon des cellules peut aller jusqu'à 10 km, il décroîtra en ville jusqu'à quelques centaines de mètres. Lorsqu'un opérateur conçoit le design du réseau, il doit choisir parmi plusieurs familles d'antennes. Ce choix se portera sur un type d'antenne plutôt qu'un autre en fonction de la forme et de la taille de la cellule à couvrir.

I.3 Les paramètres fondamentaux des antennes

Un bref aperçu des paramètres utilisés pour évaluer les performances de l'antenne est donné ci-dessous. Nous allons nous intéresser aux paramètres circuits et aux paramètres de rayonnement.

I.3.1 L'impédance :

Une antenne est caractérisée par son impédance complexe Z_a composée d'une partie réelle R_a et d'une partie imaginaire X_a (I.1).

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (\text{I.1})$$

La partie réelle est composée de la résistance de pertes R_l et de la résistance de rayonnement R_r (I.2). L'énergie dissipée par R_r correspond à l'énergie rayonnée par l'antenne.

$$R_a = R_r + R_l \quad (I.2)$$

L'énergie dissipée par R_l correspond aux pertes diélectriques, aux pertes de conduction et aux pertes d'onde de surface de l'antenne.

I.3.2 Coefficient de réflexion et taux d'onde stationnaire (TOS)

Afin de minimiser le taux d'onde stationnaire (TOS), une antenne doit être adaptée à l'impédance caractéristique Z_0 réelle d'une ligne de transmission (généralement 50Ω ou 75Ω). Le coefficient de réflexion d'une antenne Γ est défini par (I.3) [1].

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (I.3)$$

Le taux d'onde stationnaire TOS est donné par (I.4).

$$TOS = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (I.4)$$

I.3.3 Bande passante

Elle est définie comme étant un intervalle de fréquence sur lequel les performances de l'antenne sont conformes à certaines spécifications. Elle dépend donc de l'application. En général, la bande passante est définie comme étant la bande de fréquence sur laquelle 90% de la puissance incidente est transmise (correspondant à $|\Gamma^*|^2 = -10 \text{ dB}$). Ce pourcentage dépend de ce qui est acceptable pour une application donnée. Comme exemple, les antennes de téléphones cellulaires, la bande passante est souvent définie comme la plage de fréquence pour laquelle 75% de la puissance est transmise (correspondant à $|\Gamma^*|^2 = -6 \text{ dB}$) [2].

I.3.4 Directivité et gain

La directivité dans une certaine direction, $D(\theta, \phi)$, est définie par le rapport de l'intensité de puissance rayonnée dans une certaine direction sur l'intensité de puissance rayonnée totale d'une antenne isotrope (I.5) [2].

$$D(\theta, \phi) = \frac{\text{l'intensité de puissance rayonnée dans direction}(\theta, \phi)}{\text{puissance rayonnée totale}} \quad (I.5)$$

Le gain d'une antenne dans une certaine direction, $G(\theta, \phi)$, est quant à lui donné par le rapport de l'intensité de puissance rayonnée dans une certaine direction sur l'intensité de puissance acceptée par l'antenne qui serait rayonnée par une antenne isotrope sans pertes (I.6).

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\text{l'intensité de puissance rayonnée dans direction}(\theta, \phi)}{\text{puissance rayonnée acceptée}} \quad (I.6)$$

I.3.5 Diagramme de rayonnement

Il fournit des informations sur la capacité d'une antenne à rayonner dans l'espace. Il est possible, à partir du diagramme de rayonnement, de définir plusieurs paramètres du rayonnement d'une antenne dont le niveau de puissance, l'ouverture, et la direction des lobes secondaires [3].

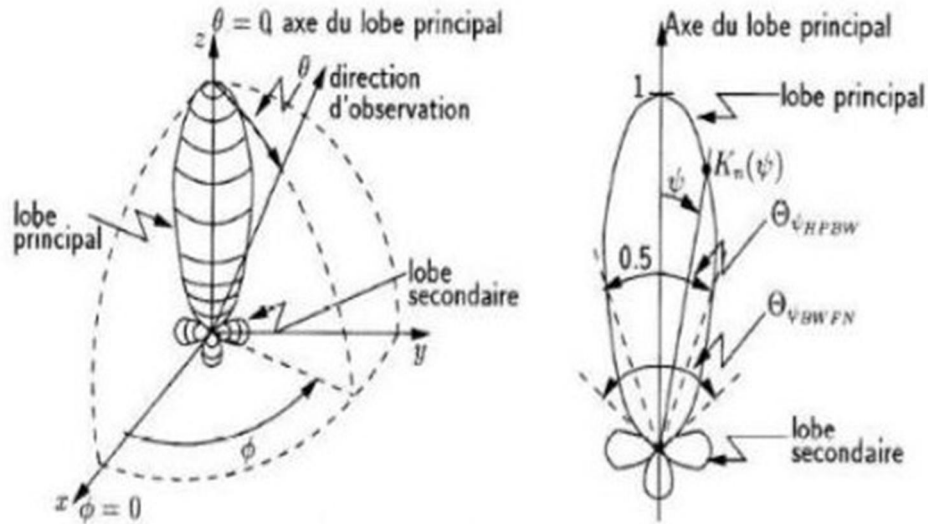


Figure I.1 : illustration du diagramme de rayonnement d'une antenne [6]

I.3.6 Efficacité

Il est bien connu que l'antenne ne rayonne qu'une partie de la puissance qu'elle reçoit. L'autre partie est perdue à cause de différents phénomènes tels que la mauvaise adaptation entre la ligne d'alimentation et l'antenne ou les pertes entre le conducteur et le diélectrique.

L'efficacité totale de l'antenne est donnée par l'équation (I.7) [4].

$$e_0 = e_c e_d e_a \quad (I.7)$$

Où e_0 est l'efficacité totale, e_a est l'efficacité d'adaptation $= (1 - |\Gamma|^2)$, e_c est l'efficacité de conduction et e_d est l'efficacité diélectrique. Le paramètre Γ est le coefficient de réflexion en tension, à l'entrée de l'antenne, il est donné par l'équation (I.8) [4].

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z}{Z_{in} + Z} \quad (I.8)$$

Où Z_{in} est l'impédance d'entrée de l'antenne et Z est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

Il est à souligner que ces équations ne peuvent être employées que pour le cas d'une fréquence unique. Elles sont donc utilisables pour les systèmes à bande étroite et non pour les systèmes

ultra large bandes, où l'efficacité de rayonnement (e_r) dépend de la fréquence, comme dans la formule (I.10) [5].

$$(f) = e_c(f) \quad (I.9)$$

L'équation (I.8) peut être réécrite sous la forme :

$$e_0 = e_r e_a = (1 - |\Gamma|^2) \quad (I.10)$$

e_r Étant l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Ce paramètre peut être déterminé expérimentalement ou numériquement ; il est utilisé pour relier le gain à la directivité [6,4].

I.4 Les différents types d'antennes

Le choix d'une antenne se fait tout d'abord en fonction de la forme et de la taille de la cellule à couvrir afin d'en optimiser la couverture (Figure I.1) Ces paramètres vont entraîner le choix de l'angle d'ouverture en azimut ainsi que du gain de l'antenne. Il est à noter que suivant la Formule I.11 le gain de l'antenne augmentera de 3 dB environ pour une ouverture réduite de moitié

$$G_{max} = \frac{K}{\theta_{site} \theta_{azimut}} \quad (I.11)$$

Avec

- G_{max} , le gain maximum de l'antenne ;
- K , une constante prise entre 30000 et 40000 ;
- θ_{site} et θ_{azimut} en degré représentant les angles d'ouverture dans les deux plans principaux.

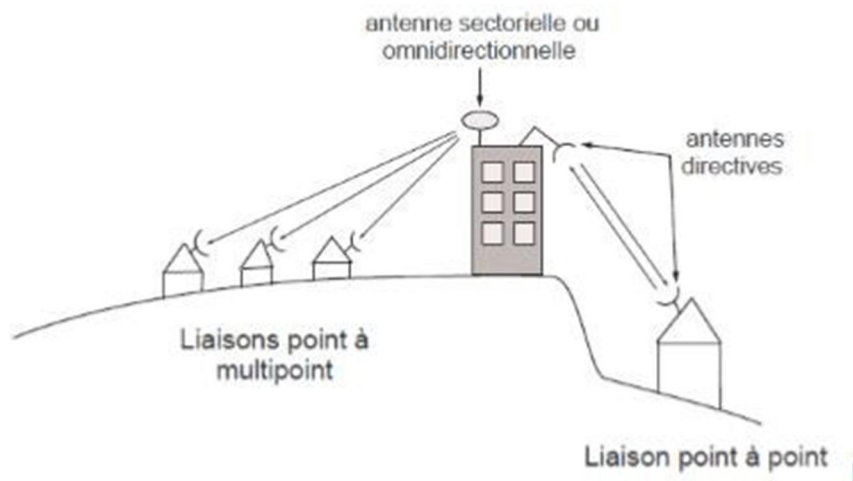


Figure I.2. Différents types des liaisons

Nous pouvons classer des antennes dans quatre différents groupes selon leur type d'utilisation et leur ouverture à -3 dB en azimut (Figure I.3).

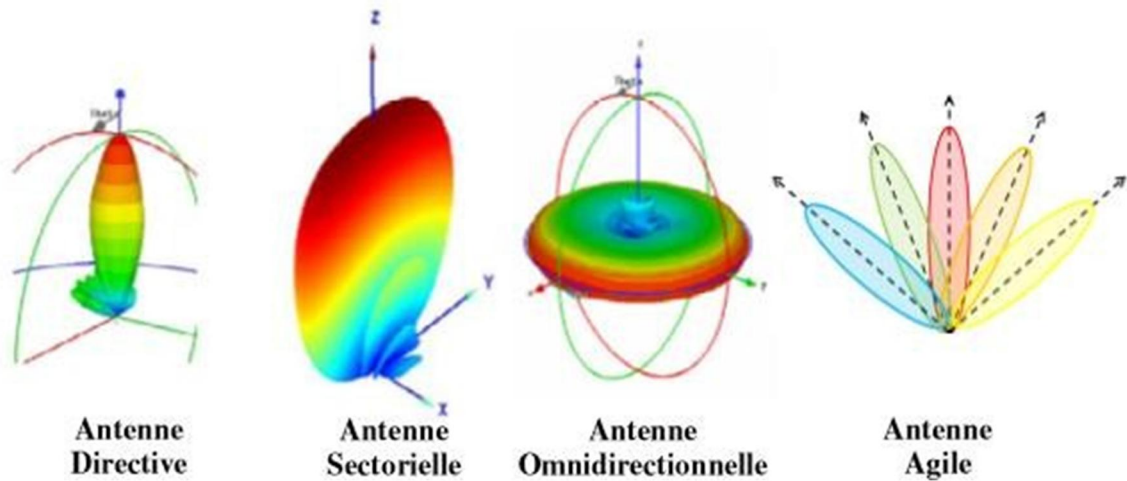


Figure I.3. Couverture en fonction des diagrammes de rayonnement d'antennes dans le plan horizontal

Toutes les antennes mentionnées ci-dessous sont en général utilisées dans les réseaux extérieurs sans fil, parfois connus sous le nom de réseaux métropolitains, dans certains cas particuliers on peut aussi les trouver à l'intérieur des bâtiments :

I.4.1 Antennes Directives

Elles sont utilisées pour couvrir des zones étroites ou éloignées puisqu'elles présentent des gains importants. Elles peuvent aussi permettre de réaliser une liaison point à point entre deux sous réseaux (faisceau hertzien). Leur diagramme de rayonnement concentre l'énergie dans une direction, ce qui induit un gain élevé (Figure I.4). Les applications sont en général des liaisons Terre – Satellites, ou des liaisons de type L.M.D.S (Local Multipoint Distribution Service). L'intérêt de ces antennes se concentre sur l'augmentation de la portée des liaisons radio et sur l'augmentation du débit des transmissions.

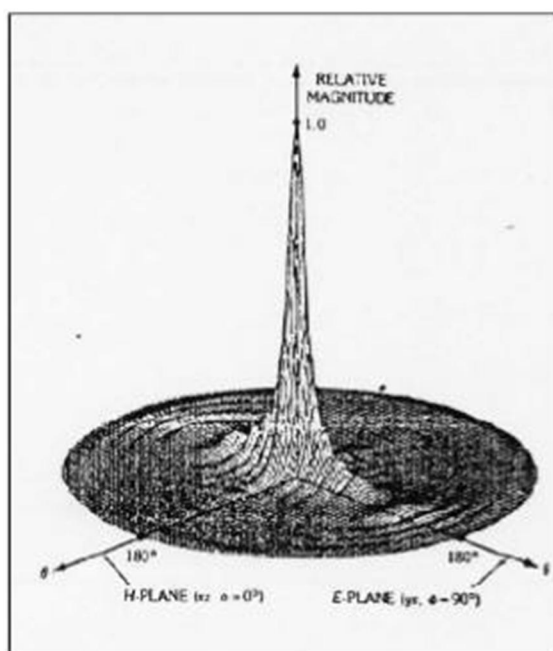


Figure I.4. Diagramme de rayonnement d'une antenne directive

I.4.2 Antennes Omnidirectionnelles

Celles-ci présentent des gains relativement faibles (on atteint difficilement 10 dB) et sont placées au centre de la cellule. L'énergie rayonnée est équirépartie dans l'espace (Figure I.5), il n'y a pas de direction privilégiée (modèle de rayonnement à 360°).

Les antennes omnidirectionnelles ou omnidirectives sont très utilisées dans les réseaux de télécommunications [I.2]. L'avantage est que la station de base est équipée par une seule antenne pour assurer le rayonnement et couvrir la cellule. En pratique, elles sont employées pour des liens Point-à-MultiPoint (PtMP).

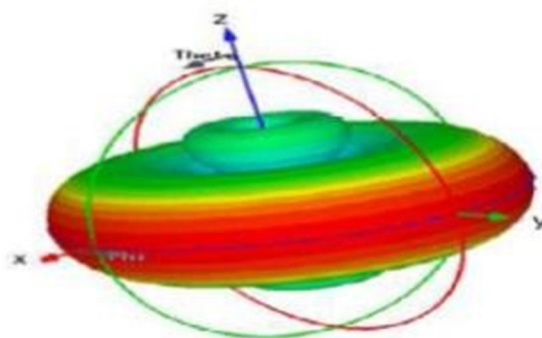


Figure I.5. Rayonnement omnidirectionnel

I.4.3 Antennes Sectorielles

Ces antennes sont très utilisées dans les réseaux de télécommunications sans fil. On les retrouve aussi bien chez les opérateurs de téléphonie mobile que dans les bâtiments des entreprises ou encore chez les particuliers. Dans la plupart des cas, les applications dévolues à ces antennes

sont, comme leur nom l'indique, la couverture d'une zone ou plus précisément d'un secteur [I.3], où se trouvent des antennes de réception. Elles sont donc souvent utilisées pour une station de base émettant en général vers un nombre élevé d'antennes. Ces dernières peuvent être soit fixes comme dans le cas d'un relais, ou mobiles comme dans le cas d'un déploiement Wifi, ou bien encore une antenne de station de base pour téléphonie mobile en zone urbaine. Comme montré dans la Figure I.6, une antenne sectorielle peut être construite utilisant un dipôle polarisé verticalement (antenne omni) et un réflecteur en forme de V inversé. Typiquement, une antenne sectorielle est montée en haut d'une haute tour, légèrement inclinée vers le bas afin de pouvoir servir le secteur juste au-dessous d'elle.

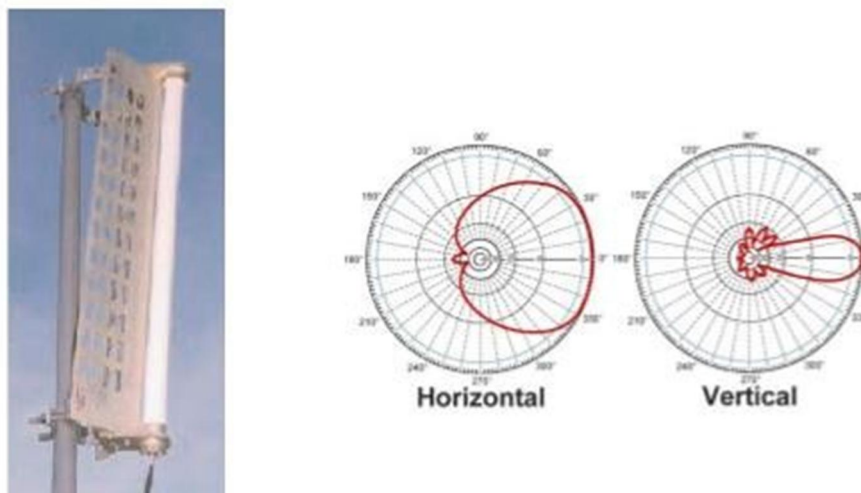


Figure I.6. Exemple d'antenne sectorielle

Pour ce type d'antenne, le paramètre principal va être dans la plupart des cas l'ouverture angulaire dans le plan horizontal, celle-ci déterminant directement la zone qui peut être couverte. Les secteurs couverts peuvent être variables, classiquement 60 ou 90°. Le gain obtenu est plus important que celui d'une antenne omnidirectionnelle et dépend, toujours suivant la Formule I.1, de l'ouverture choisie. L'utilisation de trois antennes d'ouverture 120° (Figure I.7) ou encore de six antennes d'ouverture 60° permet de retrouver une couverture omnidirectionnelle. Elles sont utilisées pour des applications au sol « liaisons Point à Multipoints » dans le but de couvrir une zone ou un secteur donné.

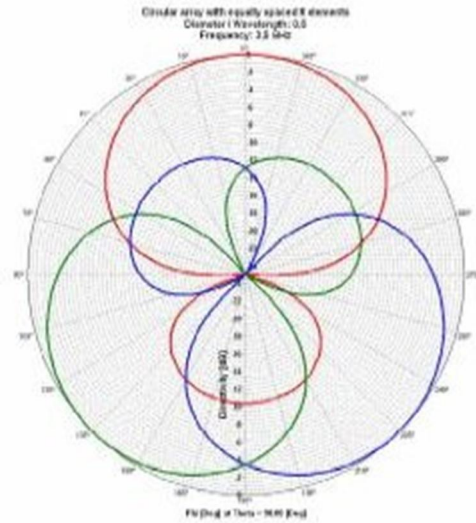


Figure I.7. Remplacement d'une cellule omnidirectionnelle par trois secteurs de 120°

Nous allons maintenant citer quelques types d'antennes sectorielles et présenter leurs principales caractéristiques.

I.4.3.1 Les réseaux d'antennes patches

Comme dans le cas des antennes directives, un réseau d'antennes peut être utilisé pour concevoir des antennes sectorielles [I.4]. Généralement, un réseau monodimensionnel ou bidimensionnel d'antennes élémentaires est utilisé (Figure I.8). L'angle d'ouverture dans le plan ayant le rayonnement sectoriel est fonction du nombre d'antennes dans ce plan, l'espacement entre ces antennes ainsi que les amplitudes et les phases appliquées. L'intérêt de la mise en réseau réside dans le fait que le lobe de rayonnement peut être conformé. De cette façon, la directivité peut être augmentée. Elle est fonction du nombre d'éléments et de la période (ou « pas ») du réseau.



Figure I.8. Exemple de réseaux d'antennes élémentaires

I.4.3.2 Antennes à fentes

L'antenne à fentes se caractérise par sa distribution verticale ou horizontale en forme de cornière, ou de guide d'ondes, avec des fentes à dimensions et emplacement particuliers qui sont fonctions de la fréquence (Figure I.9). L'antenne à fentes est utilisée pour réaliser des antennes sectorielles de télécommunication, c'est-à-dire possédant un gain significatif sur un angle d'ouverture assez grand. Trois, voire quatre, antennes à fentes réunies avec un coupleur d'antennes permettent de couvrir une zone 360°.

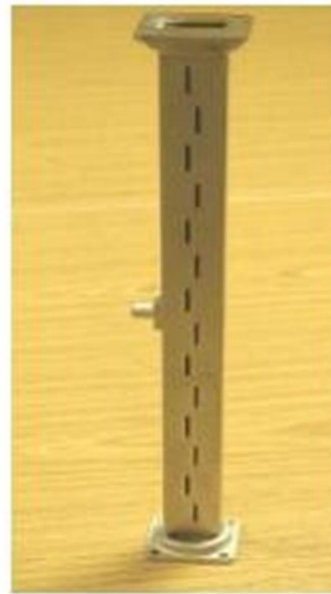


Figure I.9. Exemple d'antenne à fentes

I.4.4 Antennes Agiles

Les antennes agiles sont des antennes qui peuvent changer leurs caractéristiques à l'aide d'un système de contrôle actif. Le but d'utilisation de ces antennes est de rendre plus flexible les systèmes de télécommunications sans fils. De plus, avec ces antennes, un balayage du faisceau peut être effectué avec un gain élevé. Les antennes agiles peuvent être classées en deux catégories :

- ✓ Les antennes agiles en fréquence, où nous pouvons varier la fréquence de fonctionnement de l'antenne
- ✓ Les antennes multifaisceaux agiles en rayonnement, où nous pouvons changer les caractéristiques du rayonnement de l'antenne (direction de pointage, directivité de l'antenne, angle d'ouverture du lobe principal, ...).

- ✓ Ces antennes peuvent être utilisées pour des applications de télécommunications, métrologie (détection d'angles d'arrivée) mais aussi pour des applications RADAR.

Dans la grande majorité des cas, l'antenne de station de base sera placée au centre de la zone à couvrir. Les antennes omnidirectionnelles semblent donc adéquates. Mais en pratique, ces antennes sont moins utilisées car le gain est plus faible qu'avec des antennes sectorielles. Une autre raison vient s'ajouter à cela. Quand l'opérateur d'un réseau cellulaire a réussi à établir les zones de couverture grâce à un choix judicieux d'antennes, il doit constituer son plan de fréquences. Dans le cas où sa planification n'arrive pas à converger, ou si l'opérateur doit faire face à l'augmentation du nombre d'abonnés, il faut alors densifier le réseau soit en rajoutant des stations de base, soit en remplaçant les émetteurs omnidirectionnels par des émetteurs sectoriels. Ces deux raisons permettent de comprendre pourquoi l'on rencontre un nombre important d'antennes sectorielles utilisées pour les réseaux mobiles cellulaires.

I.5 Avantages et inconvénients

Compte tenu de la structure plane des antennes imprimées, nous bénéficions donc de tous les avantages de la technologie des circuits imprimés. Comparées aux antennes conventionnelles, les avantages qu'on peut leur attribuer sont nombreux [2].

Néanmoins, on se contentera des plus attrayants d'entre eux :

- ✓ Faible poids
- ✓ Faible encombrement
- ✓ Faible épaisseur
- ✓ Simplicité de réalisation et reproduction
- ✓ Fort rendement d'ouverture
- ✓ Polarisation variable simplement avec la position d'alimentation
- ✓ Possibilité de les conformer sur des surfaces non planes
- ✓ Possibilités de les conformer sur des surfaces non planes
- ✓ Possibilités d'association à des éléments actifs ou passifs tels que : amplificateurs, modulateurs, déphaseurs

Et leurs inconvénients :

- ✓ Bande passante très étroite
- ✓ Gain faible dû aux pertes
- ✓ Rendement faible (concentration des champs sur les parois métalliques)
- ✓ Effet de couplage parasite entre les éléments

- ✓ Pureté polarisation difficiles à obtenir
- ✓ Puissance supportées limitée
- ✓ Rayonnement parasite de l'alimentation

I.6 Diversité de polarisation

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente les caractéristiques d'une onde plane. La polarisation de cette onde dans une direction donnée est, par définition, caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en champ lointain (Figure I.10). Si le vecteur champ électrique décrit une ellipse, la polarisation est dite elliptique. C'est le cas général. Lorsque le vecteur champ décrit une droite, la polarisation est dite linéaire. Celle-ci est alors dite soit verticale si la droite est perpendiculaire à la surface de la Terre, soit horizontale si la droite est parallèle à la surface de la Terre. Enfin, si la projection du vecteur champ électrique est un cercle, la polarisation est circulaire. Le sens de rotation du vecteur champ électrique donnera le sens de rotation de la polarisation, elle sera circulaire droite ou circulaire gauche

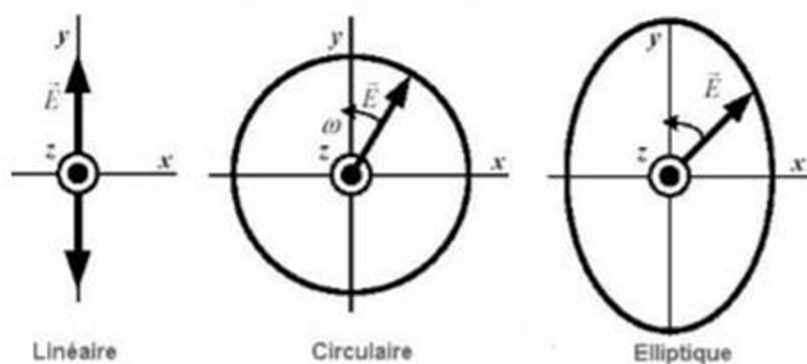


Figure I.10. Polarizations d'une onde électromagnétique

Plusieurs autres critères peuvent influencer le choix d'une antenne.

I.7 Conception d'antennes

Dans la conception d'antennes, l'utilisation de logiciels de simulation électromagnétique est incontournable. Ce logiciel permet d'optimiser les paramètres des antennes pour obtenir les performances désirées. Cette étape d'optimisation peut être très coûteuse en termes de ressources et de temps [1]. Met en œuvre la méthode des intégrales finies associées aux conditions limites pour résoudre un problème électromagnétique. L'utilisation de ce logiciel requière beaucoup

d'expérience afin d'optimiser le temps de conception. La méthodologie de conception que nous avons utilisée est montrée sur la Figure I.11.

Plusieurs étapes sont nécessaires :

- ✓ Définir la structure de l'antenne à l'aide de paramètres : Différentes fonctions du logiciel permettent de définir des structures simples et d'effectuer des opérations booléennes sur ces structures.
- ✓ Définir des matériaux diélectriques et conducteurs.
- ✓ Définir les conditions limites : Plusieurs types de conditions limites peuvent être définis dont un mur électrique ou un espace ouvert.
- ✓ Définir le port d'alimentation : Deux types de ports sont disponibles dont le port guide d'onde utilisé pour alimenter les lignes microstrips ou coplanaires et les câbles coaxiaux, ainsi que le port discret adapté aux structures nécessitant des sources discrètes.
- ✓ Définir la plage de fréquence
- ✓ Définir le maillage : CST Microwave Studio possède un générateur de maillage dont on peut paramétrer la densité. Le contrôle du maillage est une étape importante. Plus le nombre de maille est importante plus le temps de calcul est élevé.
- ✓ Vérification et analyse des résultats de simulations : Il faut vérifier que les résultats obtenus correspondent bien à ce qui est attendu en théorie afin de valider la simulation.
- ✓ Faire une étude paramétrique : pour identifier les paramètres géométriques de l'antenne pouvant améliorer les propriétés désirées, il est possible de lancer une étude paramétrique qui permettra de voir l'influence d'un paramètre sur les propriétés de l'antenne. Cette étape permet de converger vers une solution.
- ✓ Faire une optimisation : Une fois que l'étude paramétrique est faite et une convergence vers une solution est obtenu, il est possible d'utiliser les outils d'optimisation disponible sous le logiciel.
- ✓ Exportation de la structure pour le prototypage une fois que les caractéristiques voulues sont obtenues.

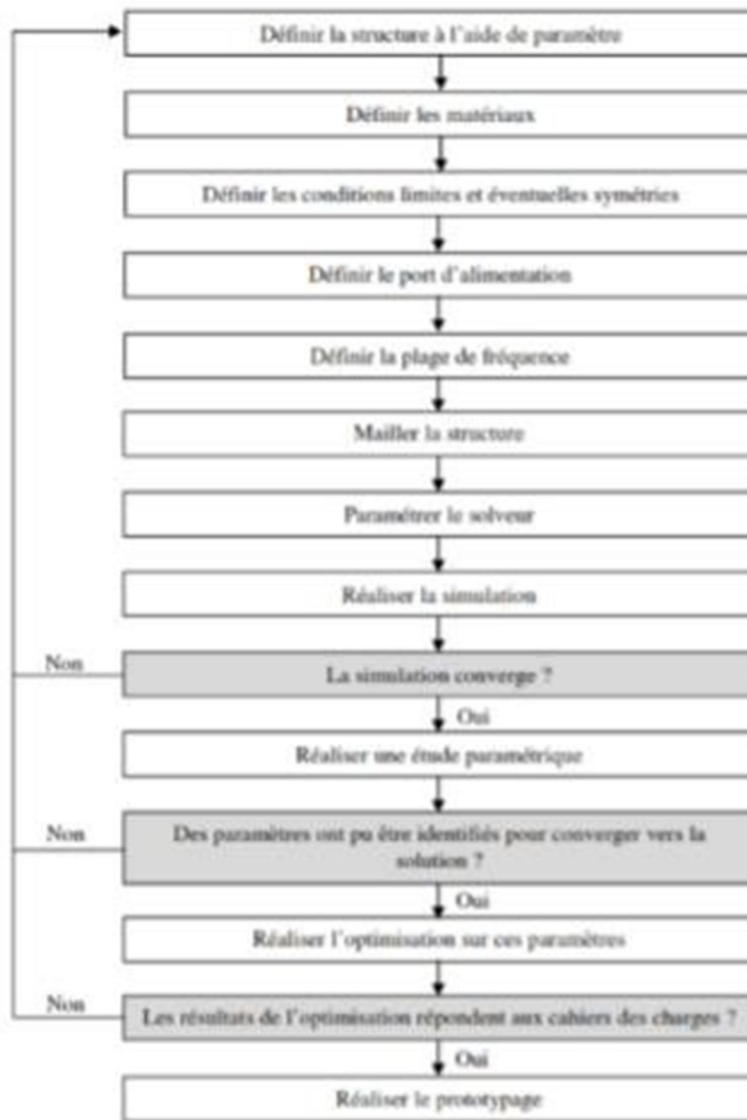


Figure I.11 : méthodologie de simulation d'antenne [6]

I.8 Techniques de miniaturisation des antennes

Profitant de l'avantage que les tissus humains présentent une permittivité relativement élevée, la miniaturisation de la taille physique de l'antenne est faisable. Cependant, il convient de noter que lorsqu'une couche biocompatible à faible permittivité est insérée autour de l'antenne, la valeur de la permittivité effective diminue, et la miniaturisation obtenue par la haute permittivité tissulaire est dégradée [1].

Les techniques de miniaturisation pour les antennes implantables incluent :

I.8.1 L'utilisation de matériaux diélectriques à haute permittivité :

Les diélectriques à haute permittivité sont utilisés pour les antennes patch implantables parce qu'ils se traduisent par des fréquences de résonance plus basses, contribuant ainsi à la miniaturisation de l'antenne.

I .8.2 Allongement de trajet du courant sur la surface du patch :

Des trajets de courant efficaces plus longs excités sur le patch rayonnant peuvent réduire la fréquence de résonance et obtenir une taille plus compacte pour l'antenne implantable.

I .8.3 L'ajout de broches de court-circuit :

L'insertion d'une broche courte de court-circuit entre le plan de masse et l'élément rayonnant augmente la taille effective de l'antenne et, à son tour, réduit les dimensions physiques requises.

I .8.4 Empilement de patch :

L'empilement vertical de deux patches rayonnants réduit la taille de l'antenne en augmentant (presque en doublant) la longueur du trajet de courant.

I .9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, dans une première partie, des généralités sur les paramètres d'antennes (Coefficient de réflexion, Impédance d'entrée, Gain...) et les techniques de miniaturisation. Ces rappels sont utiles pour comprendre les phénomènes mis en évidence dans ce travail de master. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté brièvement la modélisation des antennes par un outil de simulation électromagnétique.

CHAPITRE II
LES ONDE
ELECTROMANETIQUES

II.1 Introduction

Le principal support d'information utilisé dans la télédétection est l'onde électromagnétique. Il est donc indispensable d'étudier ce phénomène. Du point de vue Mathématique, l'onde électromagnétique est une fonction périodique. Tandis qu'en physique c'est une variation simultanée de deux champs perpendiculaires se propageant dans l'espace et transporteur d'énergie. Les équations qui gèrent les ondes électromagnétiques sont basées sur les équations élaborées par Maxwell.

Beaucoup de phénomènes physiques se propagent sous forme d'ondes [7].

- ✓ **Les ondes mécaniques** : vibration mécaniques, ondes sonores, vagues à la surface de l'eau, ondes sismiques etc. où se propagent un état de tension, de vitesse et de pression.
- ✓ **Les ondes de spin** : où se propage d'orientation d'atomes etc.
- ✓ **Les ondes électromagnétiques** : lumière, ondes radio, infrarouge, ultraviolet, rayon X, rayon gamma, où se propage un état de champs électrique et magnétique...

Le domaine de l'onde électromagnétique englobe toutes les fréquences radioélectriques.

Pourtant toute cette fréquence ne nous intéresse pas, seules quelques bandes nous sont utiles, dans ce mémoire, que l'on verra plus tard.

II.2 Définitions

2.01 Définition

L'onde simultanée électromagnétique est une variation périodique de deux champs, Électrique et magnétique, perpendiculaires, qui se propage dans l'espace et est transporteur D'énergie.

2.02 Définition

Une onde électromagnétique (OEM) est l'association d'un champ électrique périodique Sinusoïdal, E , et d'un champ magnétique, H , sinusoïdal de même période, perpendiculaire en tout point.

Une onde électromagnétique est caractérisée par un champ électrique \vec{E} et par un champ magnétique \vec{H} , et deux autres vecteurs \vec{B} et \vec{D} respectivement appelés induction magnétique et induction électrique [7].

II .3 Equation de Maxwell

II .3 .1 Lois de bases en électricité

II .3 .1.1 Induction électrique

En électrostatique, nous avons pu établir la relation) $\text{Div } \vec{D} = \rho$ où l'induction électrique est exprimée par [8] :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (2.1)$$

Avec

\vec{D} : vecteur induction électrique

\vec{E} : vecteur champ électrique

\vec{P} : vecteur polarisation

ϵ_0 : Permittivité électrique du milieu

ρ : densité volumique des charges

Remarques :

- ✓ Ces relations sont vraies dans un diélectrique et dans un conducteur,
- ✓ Pour un conducteur en équilibre électrostatique ou en électrostatique des courants continus, la polarisation est nulle et la densité volumique de charges est nulle

II .3.1.2 Induction magnétique

En magnétostatique nous avons pu établir les relations :

$$\text{Div } \vec{B} = 0 \text{ et } \vec{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J} \quad (2.2)$$

Où l'excitation appelé champ magnétique est donné par :

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \vec{B} - \vec{J} \quad (2.3)$$

Avec :

\vec{B} : induction magnétique

J: densité de courant

μ_0 : Perméabilité magnétique du milieu

II .3 .1.3 Phénomène d'induction

L'étude de ce phénomène nous à permis d'établir la relation :

$$\vec{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (2.4)$$

On peut introduire un potentiel vecteur \vec{A} et un potentiel scalaire V, à partir de ces relations. En effet :

$$\text{Div } \vec{B} = 0 \text{ et } \vec{B} = \vec{\text{rot}} \vec{A} \quad (2.5)$$

Le rapport de cette dernière relation dans (2.5) nous donne :

$$\vec{\text{rot}} \vec{\text{rot}} \vec{A} = -\frac{d\vec{B}}{dt}$$

$$\vec{E} = -\frac{d\vec{A}}{dt} - \overrightarrow{\text{grad}} V \quad (2.6)$$

II .3.1.4 Conservation de la charge

Un volume τ délimité par une surface S_f , contient une charge q donnée par :

$$q = \iiint_{\tau} \rho \, d\tau \quad (2.7)$$

On rappelle que la chaque particule est chargée d'un multiple entier de la charge élémentaire et que le flux d'électricité qui sort du volume s'écrit : $\oiint_{S_f} \vec{J} \, d\vec{S}$

La conservation de la charge s'écrit alors :

$$\oiint_{S_f} \vec{J} \, d\vec{S} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} = \iiint_{\tau} \rho \, d\tau \quad (2.8)$$

En utilisant l'application du théorème d'Ostrogradsky on parvient établir l'expression de la conservation de charge

$$\text{Div } \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (2.9)$$

II .3.2 Les équations de Maxwell

Maxwell s'est inspiré des travaux de Michael Faraday sur les champs électromagnétiques et des lois de bases en physiques. À l'aide d'un formalisme mathématique abstrait et très puissant, il avait établi la relation mathématique qui décrit les propriétés physiques communes aux champs électriques et magnétiques. Maxwell avait, aussi, élaboré les équations gérant les lois de propagation de l'onde électromagnétique.

Les équations de champs selon Maxwell sont exprimées par :

$$\begin{cases} \text{rot } H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \\ \text{rot } E = -\frac{\partial B}{\partial t} \\ \text{Div } D = \rho \\ \text{Div } B = 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

Avec
$$J + \frac{\partial D}{\partial t} = eA_e v + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (2.11)$$

Où H et E désignent respectivement, les champs magnétiques et électriques, la barre au-dessous indique que le vecteur est à trois dimensions. D et B sont le flux de courant et le flux magnétique du milieu. N désigne la résistivité et la densité de courant, e désigne la charge élémentaire qui est égale à $1,602 \cdot 10^{-19}$ Coulomb, A_e désigne la concentration en électron du milieu, et v la vitesse de déplacement de ces éléments.

Les relations entre les intensités de champ et les flux sont donnés par :

$$\begin{cases} D = \varepsilon.E \\ B = \mu.H \\ J = \sigma.E + \rho.\mu \end{cases} \quad (2.12)$$

Où ε est la permittivité électrique, μ la perméabilité magnétique, σ la conductivité, et ρ la résistivité.

Voici un tableau résumant ces équations et mentionnant ses relations avec les autres

II .3.3 Principes fondamentaux en physique [9] :

Théorème équivalent	Formes globales (statique)	Formes locales : Equation de Maxwell dans la matière (statique et dynamique)		Formes locales : Equation de Maxwell dans le vide (pas de charges)
Théorème de Gauss	$Flux(E) = \frac{Q_{int}}{\varepsilon_0}$	$div. E = \frac{\rho}{\varepsilon}$	$\nabla . E = \frac{\rho}{\varepsilon}$	$\nabla . E = 0$
Potentiel nul le long d'une boucle fermée	Circulation de E $\oint_{contor} E dt = 0$	$rot \wedge E = \frac{\partial B}{\partial t}$	$\nabla \wedge E = \frac{\partial B}{\partial t}$	$\nabla \wedge E = \frac{\partial B}{\partial t}$
Pas de monopole magnétique	Flux(B)=0	$div.B=0$	$\nabla . B = 0$	$\nabla . B = 0$
Théorème d'Ampère	Circulation de B $\oint_{contor} B dt = \mu_0 J$	$rot \wedge B = \mu J + \varepsilon \mu \frac{\partial E}{\partial t}$ Avec $J = \sigma E$	$\nabla \wedge B = \mu J + \varepsilon \mu \frac{\partial E}{\partial t}$	$\nabla \wedge B = \varepsilon \mu \frac{\partial E}{\partial t}$

Tableau II.01 : Equations de Maxwell et lois physiques correspondants

Les équations de Maxwell ont constitué un jalon important du passage de la physique classique à la physique moderne.

II .4 Propriétés

Les propriétés de l'onde électromagnétique sont, généralement, issues de ses caractéristiques physiques naturelles. Pourtant les raisonnements mathématiques montrent une partie importante de ces caractéristiques. Les équations de Maxwell, qui sont les bases même de l'étude de l'onde ont un caractère abstrait, mais la pratique montre sa pertinence. Car toutes les équations générales et propriétés sont tous issues de ces équations.

II .4.1 Propriétés

L'onde électromagnétique (OEM) se propage dans le vide, perpendiculairement au plan (vecteurs \vec{E} et \vec{B}) à une vitesse constante ($c = 3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$) appelé aussi célérité de la lumière. La propagation de cette onde, plane, est rectiligne.

La propagation de l'onde électromagnétique suit les lois de l'optique géométrique (physique classique), par conséquent elle est sensible à la variation d'indice de réfraction. L'indice de réfraction d'un milieu est fonction de sa permittivité électrique et sa perméabilité magnétique, donc sa variation peut être engendrée par nombreux facteurs qui auraient un effet sur l'un de ces caractéristiques : variation de température, variation concentration d'ionisation, variation du champ magnétique, etc.

II .4.2 Caractéristiques essentielles

L'onde électromagnétique est caractérisée par :

- sa fréquence (f , commune à E et B , (nombre de vibrations par unité de temps, en Hz),
- sa période ($T = \frac{1}{f}$, (temps mis par une vibration pour se retrouver dans le même état, en s)

$$\lambda = c.T = \frac{c}{f} \quad (2.13)$$

- sa longueur d'onde dans le vide :

Où c défini comme la célérité dans le vide

- son intensité énergétique portée dans un angle solide élémentaire donné autour d'une direction

$$I = \frac{d\phi}{d\Omega} \quad (2/14)$$

$d\phi$: est le flux d'énergie émis dans l'angle solide $d\Omega$

$d\Omega$: est un angle solide et $d\Omega = \frac{dS}{R^2}$

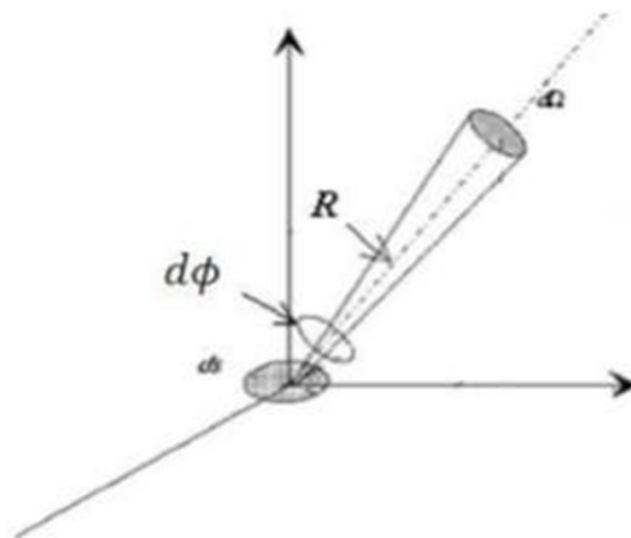


Figure.II.1 : Angle solide vue d'une source

Remarque :

- La radiation est dite monochromatique si elle n'est composée que d'ondes de même Fréquence.

- La traversé d'un milieu par une onde électromagnétique ne modifie pas sa fréquence mais change sa vitesse de propagation. D'où l'on détermine l'onde par sa fréquence.

✓ Dans le vide : $v=c=\frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}$ (2.15)

✓ Dans la matière : $v=\frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}=\frac{1}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}$ (2.16)

Avec $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$: permittivité électrique relative du milieu

Et $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$: perméabilité magnétique relative du milieu

Dans un milieu diélectrique, non magnétique on a $\mu_r=1$ d'indice de réfraction, n , du milieu est défini par

$$V=\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}=\frac{c}{n} \quad (2.17)$$

Comme en générale $n>1$, donc $v<c$ donc la vitesse de propagation de la lumière dans un milieu est inférieure à celle mesurable dans le vide.

Exemple d'indice de réfraction :

Milieu :	Air	Eau	Verre
Indice(n) :	1.0003	1.33	1.5-1.7

II .5 Equation de propagation

Les équations de propagation de l'onde électromagnétique sont issues des équations de Maxwell. En combinant ces équations, on obtient une équation dite équation de propagation dans le vide :

$$\nabla^2 E + \epsilon\mu \frac{\partial E}{\partial t^2} = 0 \quad (2.18)$$

En développant $\nabla^2 E$ on a

$$\nabla^2 E + \epsilon\mu \frac{\partial E}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 E}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial Y^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial Z^2} + \epsilon\mu \frac{\partial E}{\partial t^2} = 0 \quad (2.19)$$

Par analogie on montre que :

$$\nabla^2 B + \epsilon\mu \frac{\partial B}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 B}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 B}{\partial Y^2} + \frac{\partial^2 B}{\partial Z^2} + \epsilon\mu \frac{\partial B}{\partial t^2} = 0 \quad (2.20)$$

Le champ électrique et le champ magnétique sont reliés par l'équation de Maxwell, ils ont été découplés en utilisant des dérivations pour former les équations de propagation.

On appelle onde plane monochromatique le cas particulier où E et B ne sont fonctions que d'une seule variable cartésienne.

Selon le milieu, la propagation de l'onde est caractérisée par sa vitesse qui est une fonction de l'indice de réfraction du milieu considéré. Pourtant, la propagation dans un conducteur présente un phénomène important : l'effet pelliculaire ou l'effet de peau.

II .6 Propagation de l'onde dans un milieu conducteur

En partant de l'équation (2.18) et en supposant les conditions de validité de la loi d'Ohm

Vérifiés

$$\vec{E} = E * (x, y) \exp(j\omega t) \vec{e}_x \quad (2.21)$$

Alors

$$\frac{\partial^2 E^*}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E^*}{\partial y^2} - j\omega\sigma E^* + \frac{\omega^2}{c^2} E^* = 0 \quad (2.22)$$

La direction x est choisie comme direction d'écoulement du courant. Nous considérons également un conducteur en forme de plaque de dimension supposés infini dans la direction des z plutôt qu'un conducteur à symétrie de révolution pour lequel la résolution amène à utiliser des fonctions de Bessel qui sont difficile à manipuler.

En se limitant à une onde progressive et un conducteur suffisamment épais (direction importante) on a :

$$\vec{E} = e \vec{E} \exp\left(-\sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}}y\right) \exp\left[j\left(\omega t - \frac{\omega x}{c} - \sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}}y\right)\right] \quad (2.23)$$

Cette formule montre que le courant électrique passe plus facilement en surface qu'en profondeur. Ce phénomène est appelé effet pelliculaire ou effet de peau. Il devient significatif dans un conducteur pour des fréquences élevées. L'épaisseur de peau est définie par :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}} \quad (2.24)$$

Elle montre aussi explicitement en quoi consiste l'approximation des états quasi stationnaires dans un conducteur (c'est-à-dire quand on peut négliger l'aspect propagation) Elle néglige également les phénomènes liés à l'effet de peau (ce qui se passe dans la direction y), et on peut écrire :

$$\vec{E} \approx \vec{e} E \exp\left[j\left(\omega t - \frac{\omega x}{c}\right)\right] \quad (2.25)$$

Pour un conducteur de longueur l, négliger le phénomène de propagation revient à avoir la condition :

$$\frac{\omega t}{c} \ll 2\pi \text{ (Qui est équivalente à } l \ll \lambda) \quad (2.26)$$

Pour 50 Hz, la longueur d'onde est égale à 6000km.

II .7 Polarisation de l'onde

La structure de l'onde progressive est la suivante :

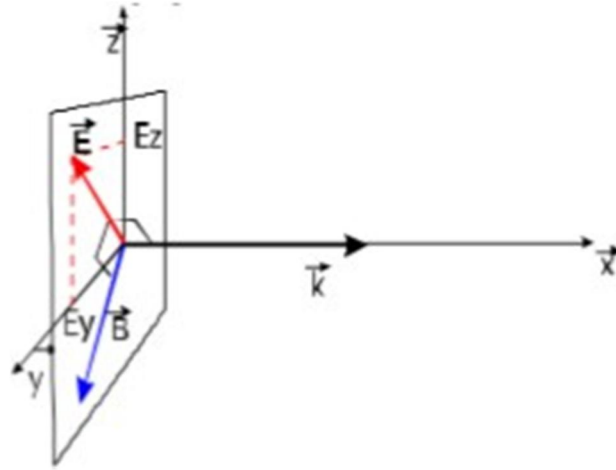


Figure II.02 : Onde progressive

Le vecteur d'onde \vec{k} indique la direction de propagation de l'onde.

\vec{E} et \vec{B} sont situés dans un plan auquel \vec{k} est normal. Comme ces vecteurs forment un trièdre, deux vecteurs (\vec{E}, \vec{k}) suffisent pour connaître l'onde intégralement.

La polarisation d'une onde électromagnétique est alors le type de trajectoire que décrit l'extrémité du champ électrique

\vec{E} au cours du temps dans le plan transverse. Il existe trois types de polarisation :

- ✓ La polarisation linéaire
- ✓ La polarisation circulaire
- ✓ La polarisation elliptique

II .7.1 Polarisation linéaire

Le champ \vec{E} n'a qu'une composante variante sinusoïdalement ; sa trajectoire est donc un segment de droite. Un dipôle génère classiquement une onde électromagnétique polarisée linéairement [10].

II .7.2 Polarisation circulaire

Le champ \vec{E} a deux composantes \vec{E}_θ et \vec{E}_φ de même amplitudes et déphasé de $\frac{\pi}{2}$, son extrémité décrit un cercle.

La résultante des composantes verticale et horizontale de champ électrique dans cette

polarisation est [11] :

$$\frac{E_{\theta}^2}{E_1} + \frac{E_{\varphi}^2}{E_2} = 1 \quad (2.27)$$

E_1 et E_2 Sont les axes.

II .7.3 Polarisation elliptique

La polarisation elliptique correspond au cas général d'un champ \vec{E} comprenant deux composantes \vec{E}_{θ} et \vec{E}_{φ} d'amplitudes et de phases quelconques. La résultante des champs verticaux et horizontaux de champ électrique dans cette polarisation est [11] :

$$\frac{E_{\theta}^2}{E_1} + \frac{E_{\varphi}^2}{E_2} = E_R^2 \quad (2.29)$$

E_1 et E_2 Sont les axes et E_R serait le rayon.

II .7.4 Applications des polarisations

Pour les communications terrestres, fixes ou mobiles, une polarisation linéaire verticale ou horizontale suffit. Pour des communications avec des engins spatiaux en rotation sur eux-mêmes, une polarisation circulaire permet au récepteur de recevoir un signal indépendamment de la position angulaire de l'antenne d'émission.

II .8 Type d'onde et spectre électromagnétique

La classification de l'onde est premièrement en fonction du champ qui engendre le sens de propagation du groupe. L'onde dite onde H ou Transversale Electromagnétique est une onde engendré par le champ magnétique, celle issue du champ électrique est appelée onde E ou transversale électrique.

Le spectre électromagnétique regroupe tous les types d'ondes électromagnétiques ; des fréquences les plus élevées aux plus faibles. On trouve : les rayons gammas, les rayons X, les ultraviolets, la lumière visible, les infrarouges, les micro-ondes et les ondes radio. Le spectre électromagnétique couvre ainsi toutes les gammes de fréquences (ou de longueurs d'ondes) [12]. Le tableau II-2 représente les spectres électromagnétiques, les plages de fréquences de chaque application :

Tableau II-2 représente les spectres électromagnétiques et leurs applications

Domaines	Plages	Applications
Voice Frequencies (VF)	$300\text{Hz} \leq f \leq 3\text{kHz}$ $1000 \text{ km} \geq \lambda \geq 100\text{km}$	Pas utilisé pour l'émission (Téléphone analogique)
Very Low Frequencies VLF)	$3\text{kHz} \leq f \leq 30\text{kHz}$ $100 \text{ km} \geq \lambda \geq 10\text{km}$	Communication port-bateau
Low Frequencies (LF)	$30\text{kHz} \leq f \leq 300\text{kHz}$ $10 \text{ km} \geq \lambda \geq 1\text{km}$	Radiodiffusion ondes longues de 150-285 kHz Signaux horaires (~77KHz)
Moyen Frequencies (MF)	$300\text{kHz} \leq f \leq 3\text{MHz}$ $1 \text{ km} \geq \lambda \geq 100\text{m}$	Radiodiffusion ondes moyenne de 520-1605 kHz Fréquence de détresse (500 kHz) Signaux météo
High Frequencies (HF)	$3\text{MHz} \leq f \leq 30\text{MHz}$ $100 \text{ m} \geq \lambda \geq 10\text{m}$	Radiodiffusion ondes courtes Radio amateurs, Aviations
Very High Frequencies (VHF)	$30 \text{ MHz} \leq f \leq 300 \text{ MHz}$ $10\text{m} \geq \lambda \geq 1\text{m}$	TV bande I de 47- 68 MHz (ch. 2,3 et 4) Radiodiffusion FM de 88- 108MHz TV bande III de 174- 230MHz (ch. 5-12) Trafic aérien ILS (Instrument Landing Système)
Ultra High Frequencies (UHF)	$300 \text{ MHz} \leq f \leq 3 \text{ GHz}$ $1 \text{ m} \geq \lambda \geq 10 \text{ cm}$	TV Bande IV de 470-606 MHz (ch. 13 -27) TV Bande V de 606-862 MHz (ch. 38-57) Radios amateurs Alarmes GSM, Bluetooth, Wi-Fi, GPRS, EDGE, UMTS GPS Fours Micro-ondes Communication par satellites Faisceaux hertziens
Super High Frequencies (SHF)	$3 \text{ GHz} \leq f \leq 30 \text{ GHz}$ $10 \text{ cm} \geq \lambda \geq 1 \text{ cm}$	Faisceaux hertziens Radars Satellites, dont TV satellites
Extra High Frequencies (EHF)	$30 \text{ GHz} \leq f \leq 300 \text{ GHz}$ $1 \text{ cm} \geq \lambda \geq 1 \text{ mm}$	Radars Satellites

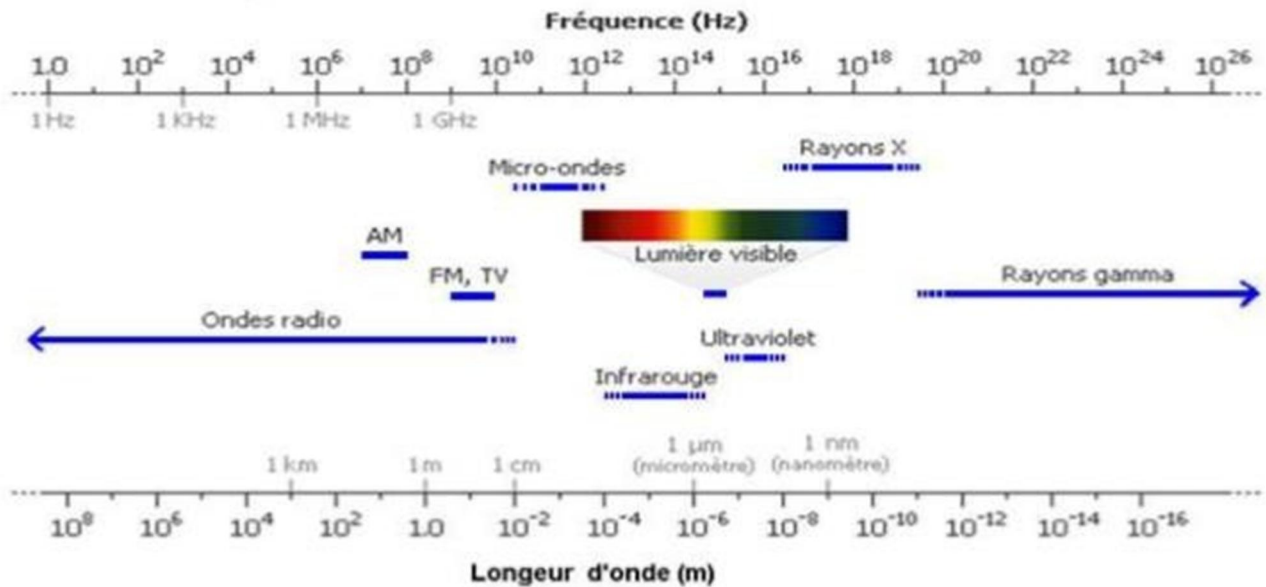


Figure. II.03 : Les spectres électromagnétiques

Lorsque la fréquence s'élève encore, on quitte le domaine radioélectrique. On rencontre alors

Rayonnement infrarouge	$100\mu m \geq \lambda \geq 0.75\mu m$	$3 \times 10^{12}HZ \leq f \leq 4 \times 10^{14}HZ$
Lumière visible	$0.75\mu m \geq \lambda \geq 0.40\mu m$	$4 \times 10^{14}HZ \leq f \leq 5.5 \times 10^{14}HZ$
Rayonnement ultraviolet	$0.40\mu m \geq \lambda \geq 0.02\mu m$	$5.5 \times 10^{14}HZ \leq f \leq 1.5 \times 10^{16}HZ$
Rayonnement X	$0.02\mu m \geq \lambda \geq 10^{-6}\mu m$	$1.5 \times 10^{16}HZ \leq f \leq 3 \times 10^{20}HZ$
Rayonnement γ	$0.02\mu m \geq \lambda \geq 10^{-6}\mu m$	$3 \times 10^{20}HZ \leq f \leq 3 \times 10^{22}HZ$
Rayonnement cosmique	$\lambda \geq 10^{-6}\mu m$	$f \leq 3 \times 10^{22}HZ$

II .9 Conclusion

La propagation d'ondes dans des milieux uniformes peut être décrite en considérant les propriétés des ondes planes, dont les interactions avec le milieu sont entièrement spécifiées par leur fréquence et leur polarisation et par les paramètres constitutifs du milieu.

Toutes les ondes ne sont pas planes, mais toutes les ondes peuvent être décrites par une somme d'ondes planes avec une amplitude, une phase, une polarisation et un vecteur Poynting approprié

CHAPITRE III

Présentation du simulateur

CST MWS

III.1. Introduction

L'outil de conception assistée par ordinateur CST MWS-2012 permet de simuler, analyser, synthétiser, étudier, concevoir et optimiser pour les hautes fréquences (HF) des dispositifs micro-ondes (antennes, filtres, coupleurs, isolateurs, résonateurs...) de formes planaires et multicouches (de dimension : 0D, 1D, 2D, 2.5D et 3D) allant de la technologie microruban aux câbles coaxiales. Il se caractérise par sa commodité et sa richesse en modules solveurs (Transitoire, Matrice de Ligne de Transmission : TLM, Domaine Fréquentiel, Mode propre, Résonant, Équation Intégrale et Asymptotique) basés sur les méthodes numériques : éléments finis (FEM), moments (MoM), TLM, Multipôle rapide à Multiniveau (MLFMM) et tracé de rayon (SBR).

III.2. Simulateurs 3D

Ce sont les outils les plus générales qui peuvent traiter la plupart des problèmes électromagnétiques. Le prix payé pour cette généralité est le temps de calcul. L'effort numérique nécessaire est assez élevé à cause du maillage de l'espace du problème dans son ensemble. Il est probablement plus facile de décrire des géométries complexes en utilisant des outils FEM plutôt que des outils dans le domaine temporel. Cependant, les outils dans le domaine temporel sont assez efficaces pour de structures large bande. La plupart de ces outils sont autonomes. Parmi les logiciels les plus connus, dans cette catégorie, nous citons :

III.2.1. CST MWS

Le logiciel Microwave Studio (MWS) de Computer Science Technology (CST) est un logiciel de simulation électromagnétique de structures passives en 3-Dimensions. Les simulations MWS sont basées sur la technique des intégrales finies (FIT : Finite Integration Technique), pour déterminer les solutions aux problèmes électromagnétiques régis par les équations de Maxwell sous formes intégrales. En ce qui concerne la technique FIT, cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace, identique à celle de la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain). Le logiciel MWS maille la structure en utilisant des éléments volumiques parallélépipèdes, permettant la description en 3-D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. Il permet aussi de décrire les dispositifs hyperfréquences, tels qu'ils ont été réalisés en pratique, par un empilement des couches de matériaux avec ses propres caractéristiques (permittivité et tangente de pertes dans le cas d'un semiconducteur et conductivité électrique dans le cas d'un métal à pertes).

Comme tous les simulateurs 3D, l'avantage de cet outil est sa possibilité de traiter toutes sortes de structures homogènes et inhomogènes, quelle que soit la technologie désirée. Mais, la mise en œuvre du logiciel est très lourde pour les circuits planaires qui sont des circuits simples. Le logiciel exige des moyens informatiques importants. Les calculs nécessitent la résolution de systèmes matriciels de grandes dimensions [14].

Premièrement, comme les outils de bureautique qu'on a l'habitude d'utiliser, Microwave Studio offre une interface graphique conviviale et facile à utiliser. Voici une capture d'écran de cette interface.

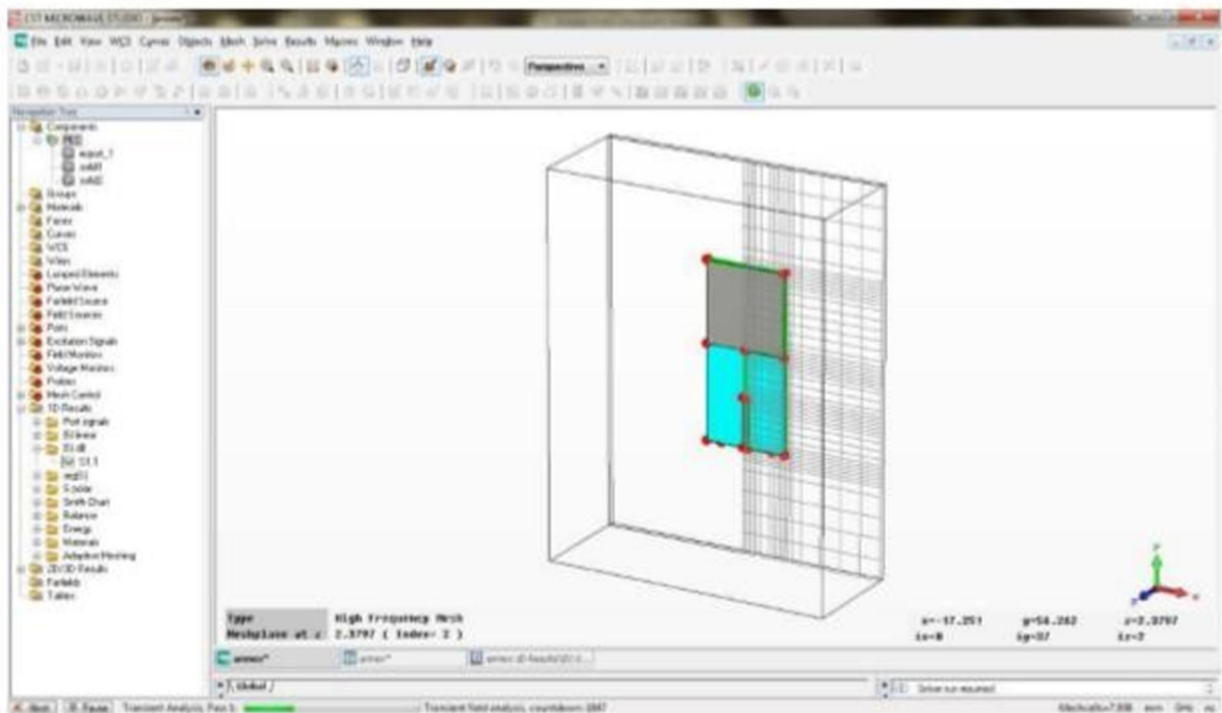


Figure. III.1. Interface graphique du MWS.

Cet outil permet de construire des modèles en trois dimensions avec une grande facilité. En effet, l'outil inclut les primitives d'objet comme des cubes, sphères, etc. Contrairement aux autres outils, l'édition du modèle s'effectue en trois dimensions. Donc, il ne s'agit pas de spécifier l'épaisseur des différentes couches des matériaux et faire le modèle en deux dimensions, mais bien de modéliser chaque couche. Il est donc possible de construire des modèles complexes en trois dimensions et on peut même importer des structures de logiciel tel que CATIA (Computer Aided Three-Dimensional Interactive Application) un outil CFAO (Conception et Fabrication Assistée par Ordinateur). MWS est donc aisément capable de modéliser une antenne. Une des options intéressantes de cet outil est qu'il est possible de créer des variables qui pourront être utilisées pour spécifier les dimensions d'une composante. Donc, si on crée un modèle en utilisant

des variables et que plus tard on veut changer une dimension, on peut la faire rapidement en changeant la valeur de la variable ciblée et le modèle va s'adapter automatiquement. MWS offre aussi plusieurs graphiques pour faciliter l'analyse du modèle (figure. III.2).

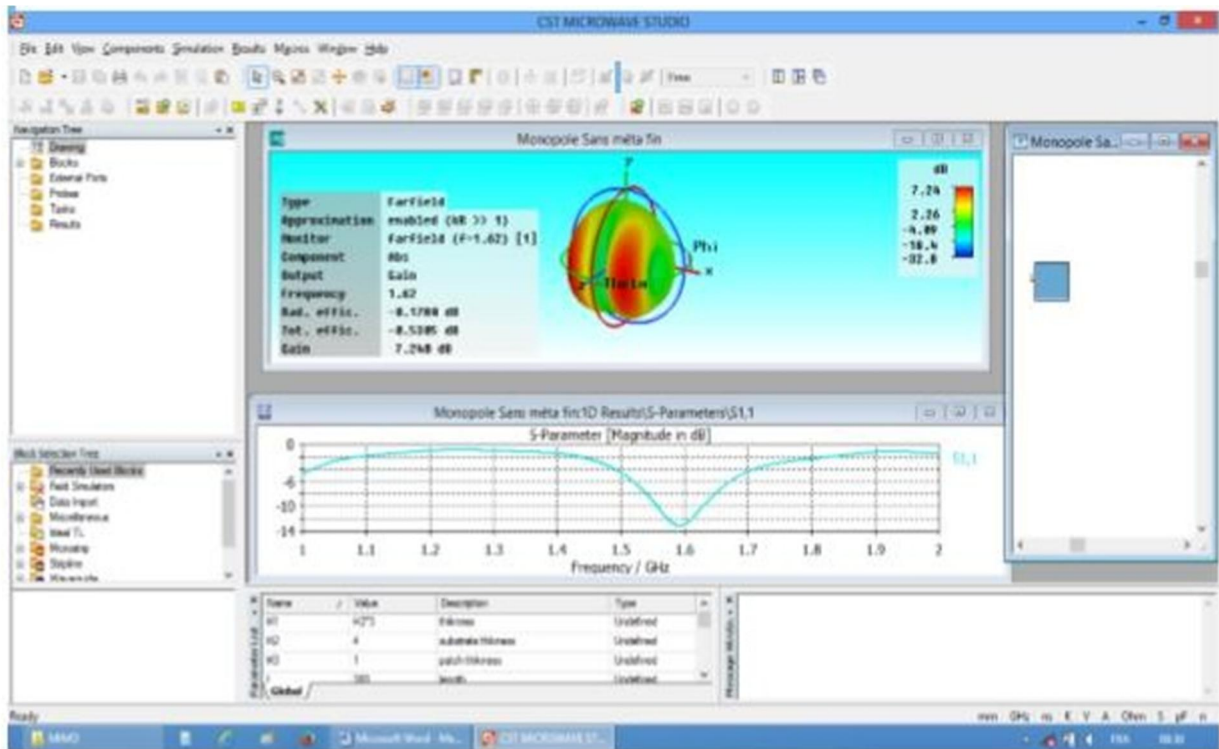


Figure. III.2. Visualisation des résultats avec MWS.

Par exemple, on peut visualiser le diagramme de rayonnement en trois dimensions. On peut aussi illustrer la densité de courant sur la surface de l'élément de rayonnement ainsi que sa ligne d'alimentation. Aussi on peut voir les paramètres de dispersion "S" en dB en fonction de la fréquence. Et bien évidemment, on peut avoir les courbes de l'impédance en fonction de la fréquence, l'abaque de Smith, la courbe du taux d'onde stationnaire TOS (VSWR), etc.

Une des caractéristiques intéressantes de MWS réside dans l'optimisation du modèle jusqu'au moment où il vérifie les critères de performance exigés (par exemple : VSWR minimal pour une fréquence de résonance désirée). Cette optimisation se déroule en plusieurs étapes en fonction des variables à optimiser. Il est donc nécessaire d'utiliser des variables lors de la création du modèle pour avoir accès aux options d'optimisation. Après avoir sélectionné les paramètres à optimiser et défini leurs bornes, on choisit le(s) critère(s) d'optimisation (la réponse optimale requise). Le critère peut être : les paramètres S, l'impédance, TOS, etc. Cette fonctionnalité est très intéressante pour effectuer la conception des dispositifs.

III.3. Technique d'intégration finie

Le principe de la technique d'intégration finie repose sur la discrétisation des équations de Maxwell de formes intégrales [15].

$$\oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \oint_s \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S} \quad (\text{III.1})$$

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \oint_s \left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{j} \right) \cdot d\vec{S} \quad (\text{III.2})$$

$$\oint_c \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iiint_v \rho \mathcal{V} \quad (\text{III.3})$$

$$\oint_s \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (\text{III.4})$$

Le volume sujet de calculs est discrétisé à base d'un maillage cubique et donc fournissant des équations matricielles pour chacune des faces des cubes. La résolution de ces systèmes matriciels permet de répondre à des problèmes statiques, temporels et aussi fréquentiels par transformée de Fourier. Comme pour la méthode FDTD, le volume de calcul doit être borné, ce qui implique l'utilisation des conditions absorbantes aux frontières pour étudier des systèmes ouverts.

Le calcul des dérivées spatiales et temporelles s'effectue grâce à l'approximation dite des différences centrées. La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalées d'une demi-maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs électriques et l'autre grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques. Ainsi chaque composante élémentaire du champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la figure III.3.

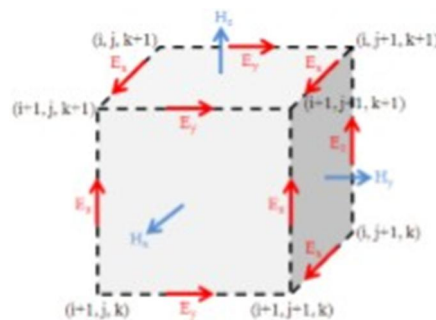


Figure. III.3. Maille élémentaire issue d'une simulation FIT.

Ce formalisme implique d'une part un maillage parallélépipédique et d'autre part liera directement la taille mémoire nécessaire et le temps de calcul d'une simulation FIT à la dimension de la maille élémentaire, le volume borné de la structure simulée et donc au pas spatial choisi. Il est donc possible par ce logiciel de calculer des champs électriques et magnétiques ainsi que des paramètres S du dispositif et de visualiser en trois dimensions les champs rayonnés.

Pour concrétiser une simulation exploitable, on doit principalement optimiser le maillage, déterminer la précision de convergence du calcul et choisir les ports pour injecter le signal d'excitation dans la structure.

Le choix du maillage est primordial et peut, s'il est mal géré, donner des résultats complètement erronés. Plus le pas est petit, meilleur sera le résultat de simulation mais au détriment d'un temps de calcul plus long. Par exemple, un ordinateur possédant un processeur double cœurs prend cinq (5) heures pour résoudre un problème de trois (3) millions points de maillage. Dans la plupart des cas que nous avons étudiés, le nombre de points de maillage ne dépasse pas un (1) million. Le temps de calcul de nos simulations, suivant le dispositif étudié, dépasse parfois les trois (3) heures.

Le signal d'excitation simulé peut être injecté via deux types de ports : guide d'ondes ou discret. Le premier correspond à l'injection d'une onde électromagnétique dont l'impédance dépend des dimensions du port et dont la polarisation peut être choisie. Le deuxième est semblable à une source de tension permettant l'injection d'un signal de haute fréquence. La polarisation de l'onde injectée n'est pas réglable, au contraire de l'impédance du port. Il peut être utilisé tant que sa dimension reste négligeable devant la longueur d'onde du signal injecté.

Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence tels que les connecteurs, les filtres, les lignes de transmissions, les antennes, etc.

Nous présenterons par la suite un exemple en utilisant le module "Transient Solver" pour définir les différentes étapes avant la simulation.

III.4. Déroulement des différentes étapes d'un projet

Après avoir lancé l'environnement de conception de CST, on procède à la création d'un nouveau projet comme le montre la figure III.4.

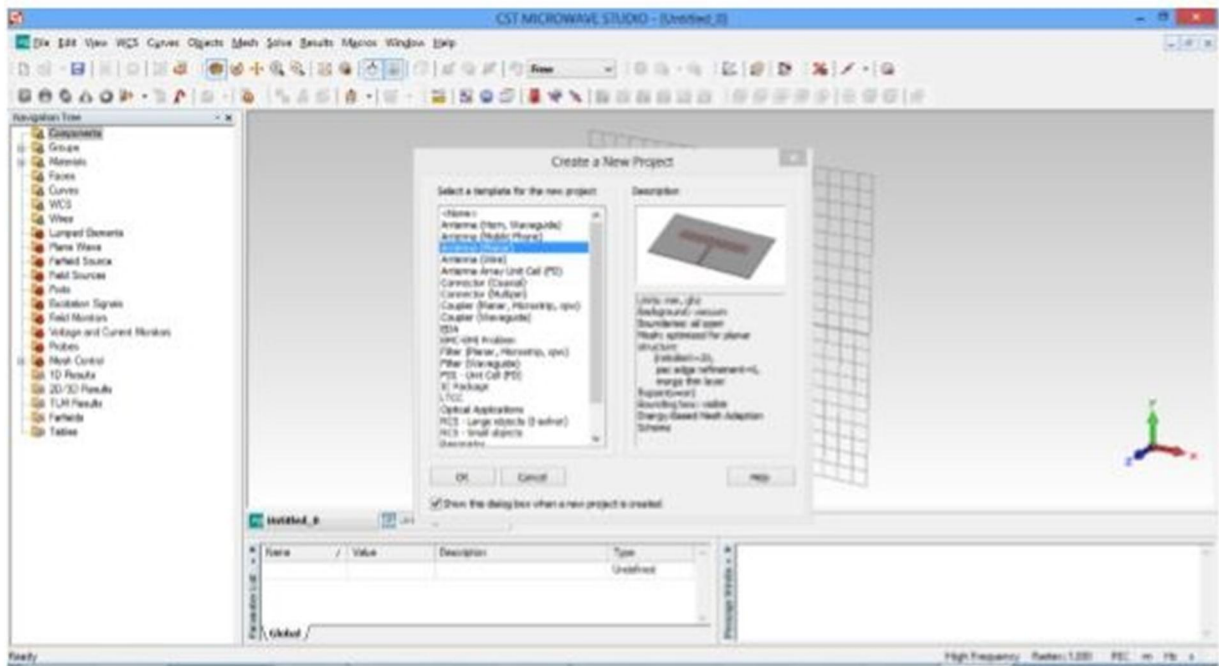


Figure. III.4. Modèles et leurs descriptions.

L'aide du CST a une caractéristique intéressante qui réside dans son guide de démarrage rapide "Quick Start Guide". Pour accéder à ce guide, il faut cliquer sur le menu Help et dans la fenêtre on trouve ce qui et après avoir validé on se trouve devant la fenêtre donnée par la figure III.5. Ce guide exécute une animation montrant les étapes essentielles à suivre dans un projet l'emplacement.



Figure. III.5. Fenêtre de guide de démarrage rapide.

III.4.1. Choix des unités et du matériau de fond

Comme le prévoit le guide de démarrage rapide (fig. 3.6), on doit tout d'abord choisir (figure. III.6) les unités des paramètres (fréquence, temps, température,) qui nous conviennent le plus.

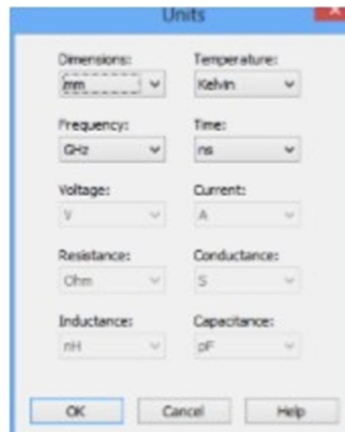


Figure. III.6. Dialogue de configuration des unités de base.

Le choix du matériau de fond "Background Material" dépend du type de l'application choisie. Par exemple, pour les antennes (structure rayonnante), le fond est considéré comme un espace ouvert "Open".

III.4.2. Définition de la structure

Pour modéliser une structure, le simulateur offre un certain nombre d'outils géométriques de conception (planche, cylindre, sphère, ...). Ces formes peuvent être assemblées ou arrangées à l'aide des opérateurs booléens pour construire des formes plus complexes. La prochaine étape consiste à créer la liste des composantes du projet. Par exemple, pour une antenne microruban, on définit : la mise à la terre, le substrat, la ligne d'alimentation et les éléments rayonnants. Cette liste sert à classer les différentes composantes de la structure de telle sorte qu'il soit facile d'éditer nos pièces. L'ajout d'une composante se fait à partir d'un menu déroulant que l'on demande à partir du répertoire "Components" comme le montre la figure III.7.

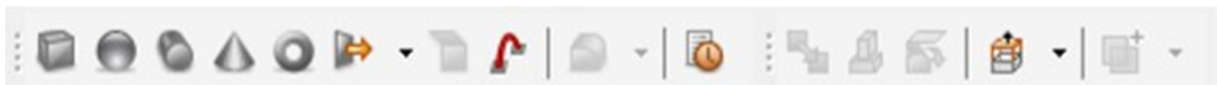


Figure. III.7. Dialogue d'outils de dessin des structures.

Dans la dernière étape on passe à la création du modèle en 3 dimensions. Cette étape se fait en choisissant les formes de base à implanter à partir du menu "Objects" donné par la figure III.8.

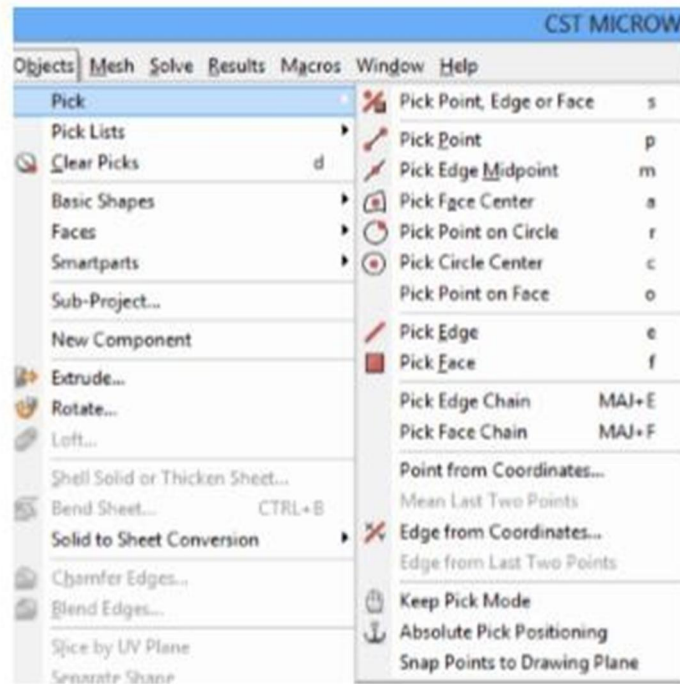


Figure. III.8. Menu "Objects" dans Microwave Studio.

Après avoir choisi la forme de base, il suffit de cliquer sur la fenêtre d'édition pour positionner la pièce de façon grossière. Quand le positionnement est terminé, une fenêtre s'ouvre et l'on peut spécifier les coordonnées exactes. De plus, il faut définir le matériau dont la pièce est composée ainsi que la composante dont elle fait partie (figure. III.9).



Figure. III.9. Dialogue d'ajout d'une pièce de base.

Il est possible de déterminer des variables afin de paramétrer notre modèle (figure. III.10). L'utilisation des variables exige plus de temps au début, mais permet d'accélérer le processus de création de modèle complexe et permet surtout de modifier facilement le modèle. En effet, les variables nous permettent de créer plusieurs objets utilisant les mêmes paramètres.

Donc, quand on veut faire une modification sur un objet dont plusieurs autres objets dépendent de sa position, on change la valeur de la variable et le modèle se met à jour. Si on n'utilise pas de variables, on est obligé de modifier les différents objets du modèle un par un, ce qui peut être laborieux.

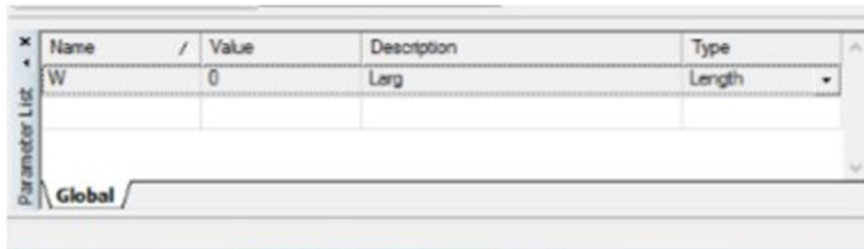


Figure. III.10. Dialogue de gestion des paramètres du projet.

Quand toutes les pièces sont placées et que le modèle est complété, on peut passer à l'étape de configuration du modèle.

Pour définir la liste des matériaux utilisés, on peut charger des matériaux provenant de la librairie de MWS à partir du menu "Solve" ou directement à partir du répertoire "Materials" que l'on voit sur la figure III.11.

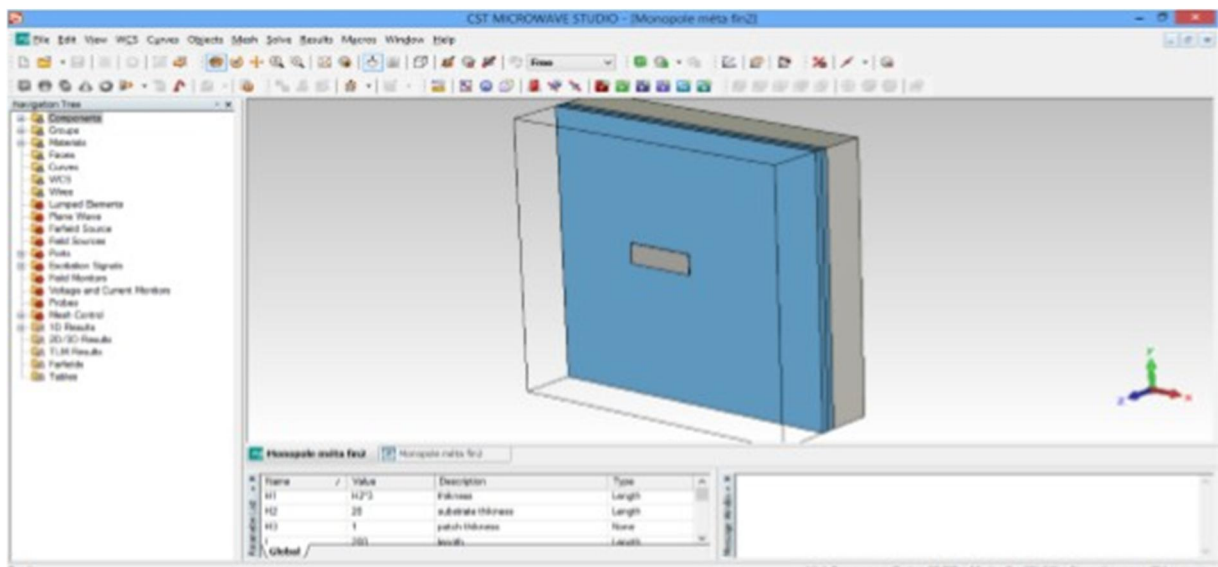


Figure. III.11. Création de la structure.

Cette librairie contient plusieurs matériaux et produits que l'on peut se procurer facilement de différentes compagnies. De plus, si l'on ne trouve pas le matériau répondant à nos besoins, on peut en créer un en entrant les propriétés que l'on désire (figure. III.12).

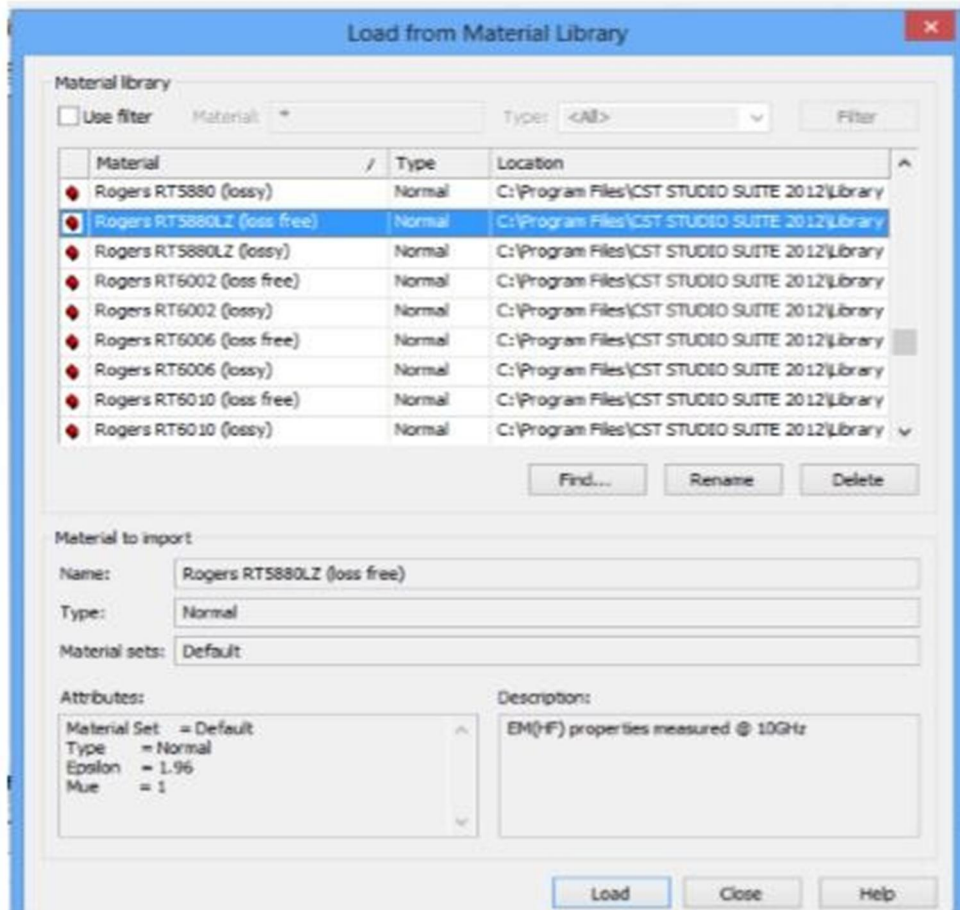


Figure. III.12. Sélection d'un matériau à partir de la librairie de MWS.

III.4.3. Définition de la gamme de fréquences

Nous définissons la plage de fréquence à partir du menu "Solve" comme le montre la figure III.13.

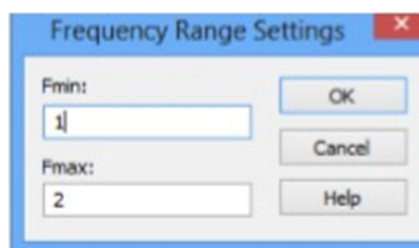


Figure. III.13. Dialogue de configuration de la plage de fréquence.

III.4.4. Définition des Ports

Chaque structure d'antenne a besoin d'une source d'énergie à haute fréquence d'excitation des ondes électromagnétiques désirée. On peut définir le port comme "guide d'onde" ou une source de courant ou de tension par un port "discret" en cliquant sur "Solve" et puis en choisissant "Waveguide Port" ou bien "Discret Port". La définition correcte des ports est très importante pour obtenir des résultats précis des paramètres S.

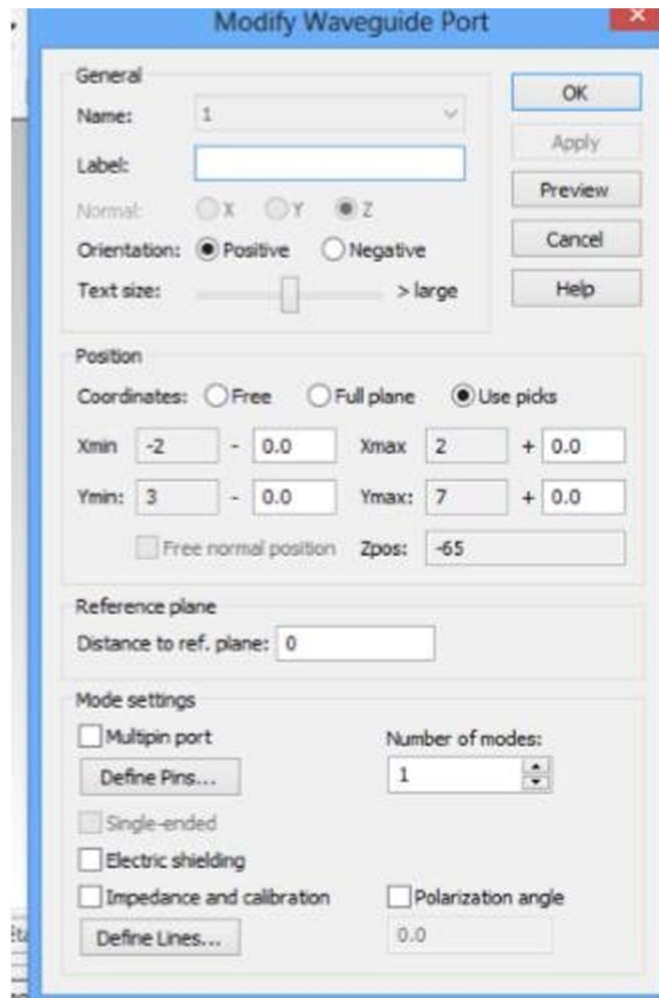


Figure. III.14. Dialogue d'ajout d'un port d'entrée.

III.4.5. Définition des conditions aux limites et des plans de symétries

À partir de ce même menu, nous configurons aussi les conditions aux limites. Ces derniers permettent de spécifier si le modèle conçu est soumis à un champ électrique ou un champ magnétique, au vide ou à un mur conducteur. La figure 3.16 montre le dialogue impliqué.

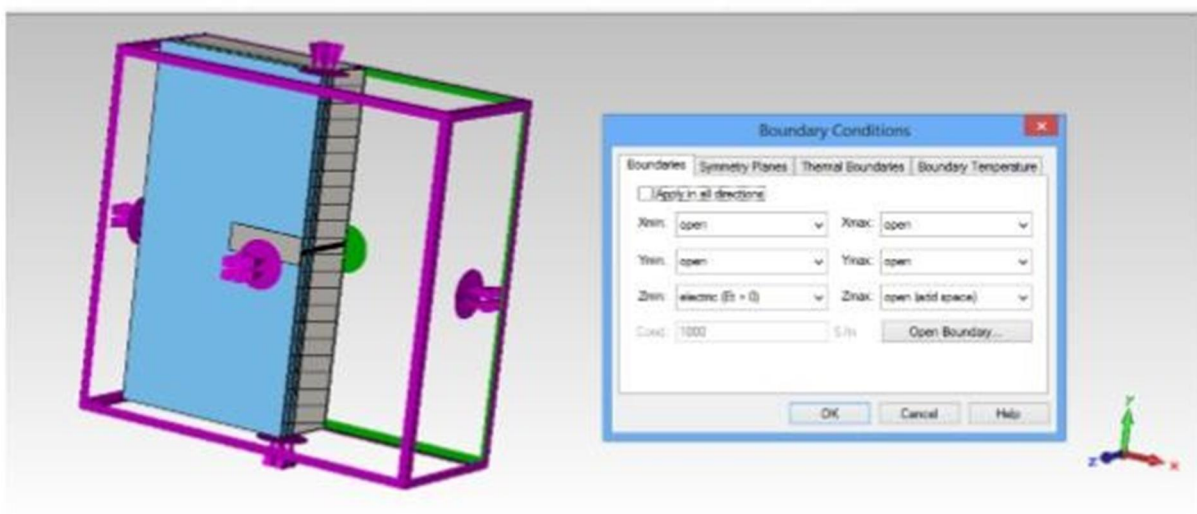


Figure. III.15. Conditions aux limites d'une structure (en couleur mauve).

III.4.6. Lancement de la simulation

Après avoir défini tous les paramètres nécessaires (figure. III.16), on commence la première simulation en choisissant le solveur transitoire "Transient Solver" dans le menu "Solve". Le logiciel contient quatre techniques de simulations différentes (Transient Solver, Frequency Domain Solver, Integral Equation Solver, Eigenmode Solver) pour mieux répondre à leurs applications particulières. Le solveur le plus flexible est le solveur transitoire, permettant de faire la simulation d'une large bande de fréquences simultanément dans la même session de calcul.

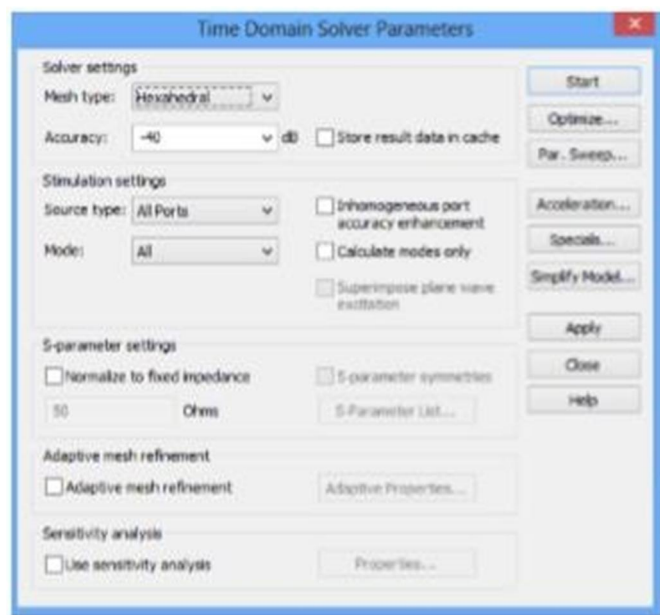


Figure. III.16. Dialogue de simulation.

III.5. Conclusion

Le simulateur CST MWS offre la possibilité de traiter toutes sortes de structures. Cependant, sa mise en œuvre est très lourde pour les circuits planaires qui sont des circuits simples. D'autre part, il exige des moyens informatiques importants et les calculs nécessitent la résolution de systèmes matriciels de grandes dimensions.

CHAPITRE IV

Résultats de simulation

IV.1. Introduction

De nos jours, les évolutions rapides des systèmes de communication sans fil intensifient les besoins de terminaux mobiles de plus en plus petits, comme les téléphones cellulaires, l'équipement sans fil portable pour la connexion à Internet, les appareils de communication à courte et à longue distance, les dispositifs RFID (identification par radiofréquence), etc.

Parallèlement, cette généralisation des dispositifs de communication sans fil contribue à renforcer la recherche de solution d'antennes miniatures et agiles susceptibles d'être intégrées dans les objets communicants compacts. Ce chapitre est dédié à l'étude et la conception d'une antenne miniaturisée constituée d'un patch rectangulaire alimenté par une ligne de transmission micro ruban. L'analyse des résultats fait partie du travail évoqué. La technique de la structure DGS est utilisée pour obtenir la miniaturisation.

Pour la conception de notre antenne, nous avons choisi un outil de simulation électromagnétique 3D puissant et efficace, avec une méthode de calcul différente. L'outil CST Microwave studio, qui utilise la technique d'intégration finie (FIT) va être utilisé à cet effet.

IV.2. Calcul de l'impédance de la ligne d'alimentation

Le choix de la ligne d'alimentation est basé sur le fait que cette ligne doit avoir une impédance caractéristique de 50Ω . Parmi les divers types des lignes de transmission les plus couramment utilisées pour alimenter une antenne imprimée, nous avons choisi la ligne microbande. Le choix du type du substrat influe directement sur l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, en particulier sa permittivité relative et son épaisseur pour obtenir une bonne adaptation il y a des paramètres influents **Figure (IV.1)**.

Deux paramètres qui influent sur l'impédance

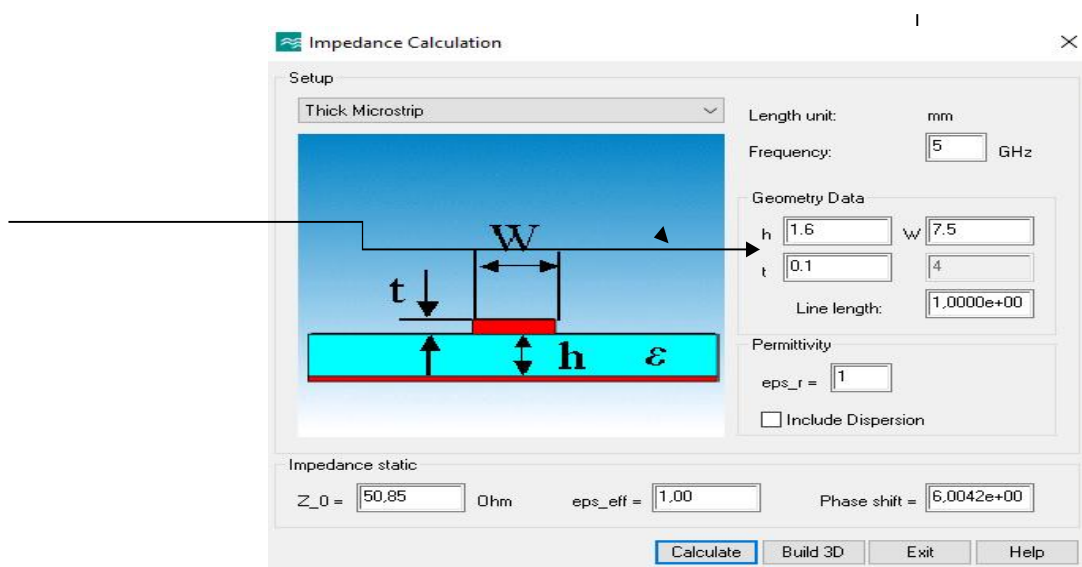


Figure.IV.1. Fenêtre de l'impédance dans logiciel CST

On varie les paramètres pour avoir une adaptation d'impédance proche de $Z=50$ Ohms

Figure (IV.2).

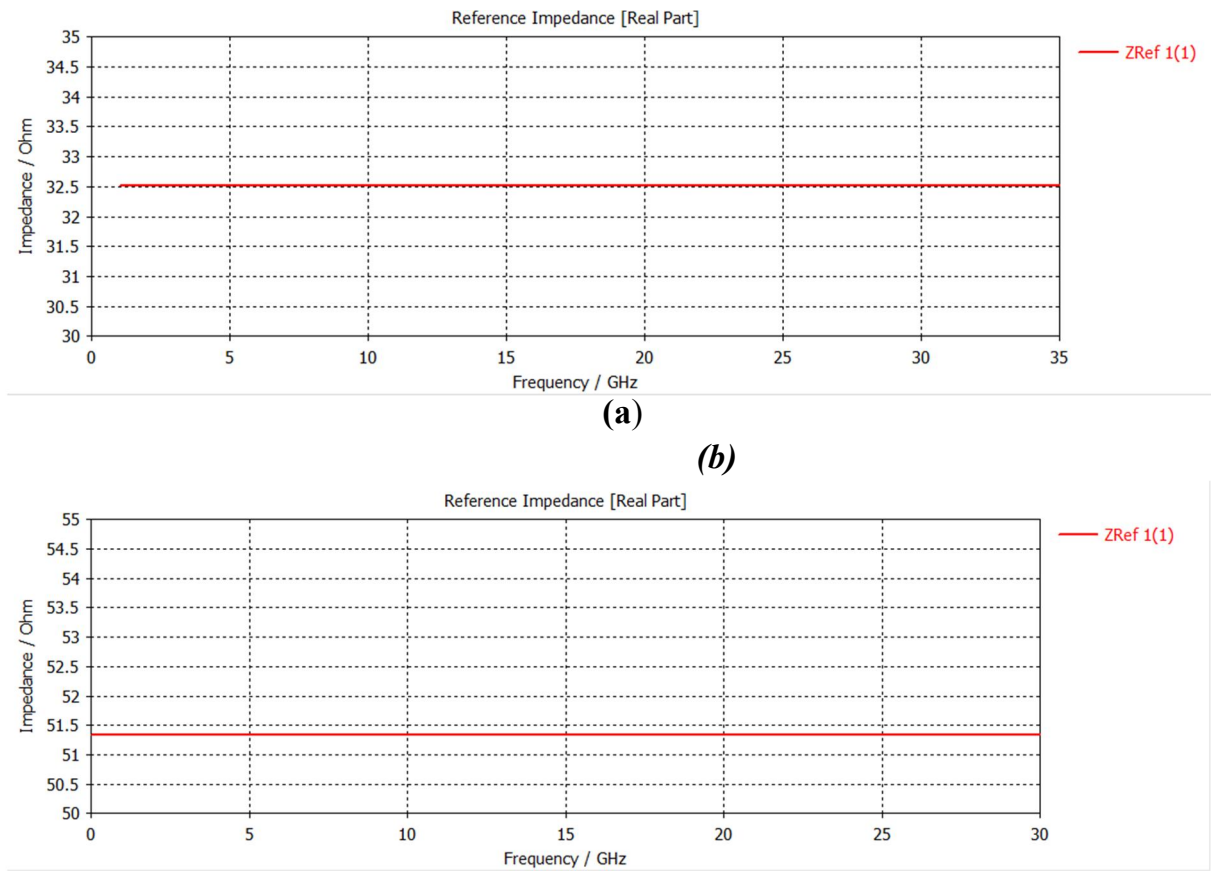


Figure.IV.2. Adaptation d'impédance (a) Avant adaptation (b) Après adaptation

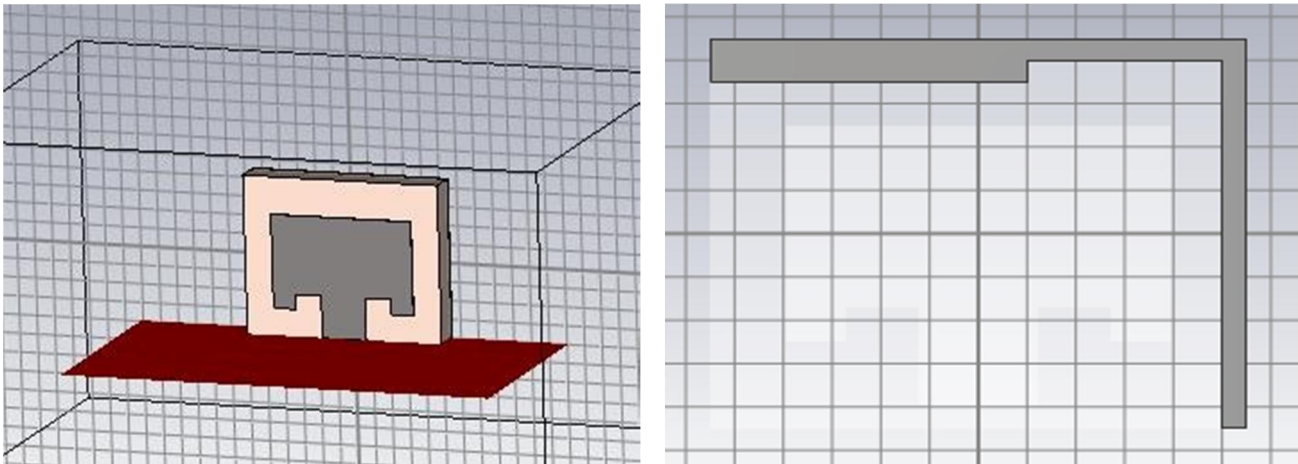
IV.3. Étude de l'effet de plan de masse sur l'antenne patch

IV.3.1. Antenne avec un patch classique

La structure d'antenne de base se compose d'un patch rectangulaire excité par une ligne de transmission microruban. La géométrie de cette antenne est donnée par la **Figure (IV.3)**, imprimé sur la face de dessus d'un substrat de type FR4 de permittivité relative $\epsilon_r=4.3$ et d'épaisseur $H = 1.6$ mm. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface de dessous du substrat. Les paramètres géométriques de l'antenne sont regroupés dans le **Tableau (IV.1)** paramétrique de l'antenne de base.

Paramètres	Lg	Wg	lp	Wp	Lf	Wf	H
Valeurs (mm)	5.5	4.5	3.96	2.5	1.24	1.46	1.6

Tableau (IV. 1). Paramètres géométriques de l'antenne de base



(a)

(b)

Figure.IV.3. Géométrie de l'antenne conçue. (a) vue de dessus (b) vue de dessous

Résultats

- Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est donné par la **Figure (IV.4)**.

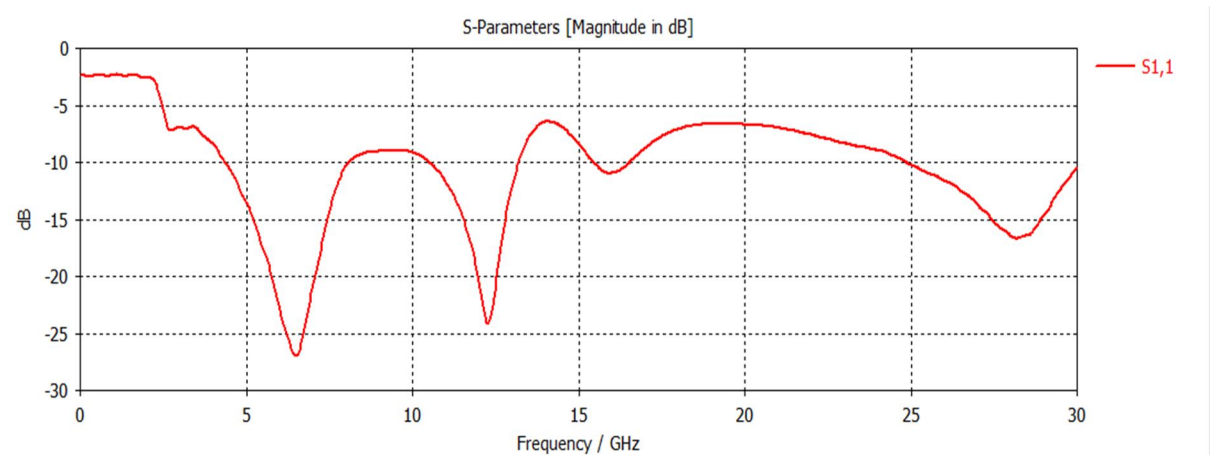


Figure.IV.4. Résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne avec les paramètres du Tableau 1

Ces résultats montrent que l'antenne présente une bonne adaptation dans la bande [0GHz, 30GHz], avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB.

Ainsi, l'antenne présente deux bande passante 24.46 % et la deuxième 8.14%. Un coefficient de réflexion minimal de -26.06 dB et -16.6 est obtenu à la fréquence de 6.5 GHz et 28 GHz respectivement. Le TOS est inférieur à 2 ce qui représente le seuil acceptable pour une meilleure adaptation dans le domaine des télécommunications.

- TOS

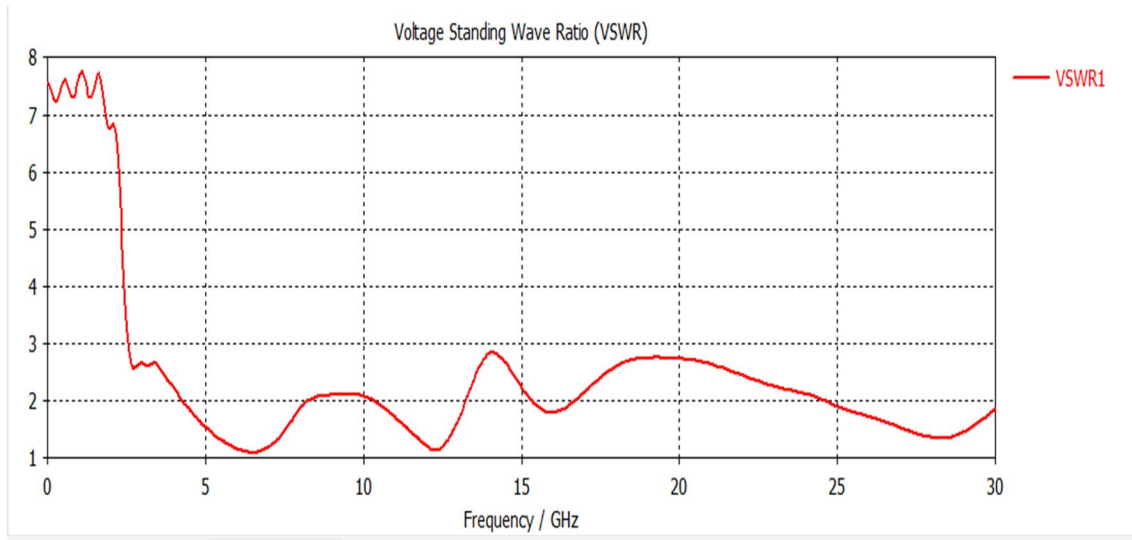
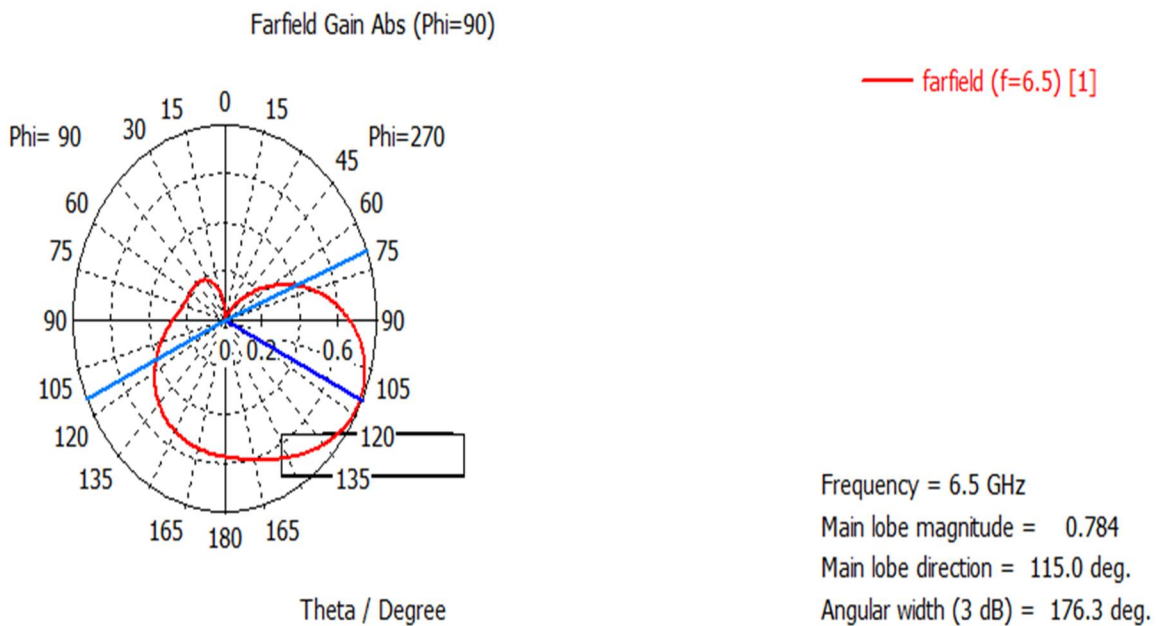


Figure.IV.5. Taux d'ondes stationnaire TOS de l'antenne de base

- Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de gain simulés de l'antennes sont représentés par la **Figure (IV,6)** à ses deux fréquences de résonance pour le **1^{er} cas à 6.5 GHz** et pour le **2^{ème} cas à 28 GHz**.

À partir de cette figure, on peut constater que la courbe de rayonnement dans le deuxième cas est améliorée par rapport au premier cas.



« PHI= 90 »

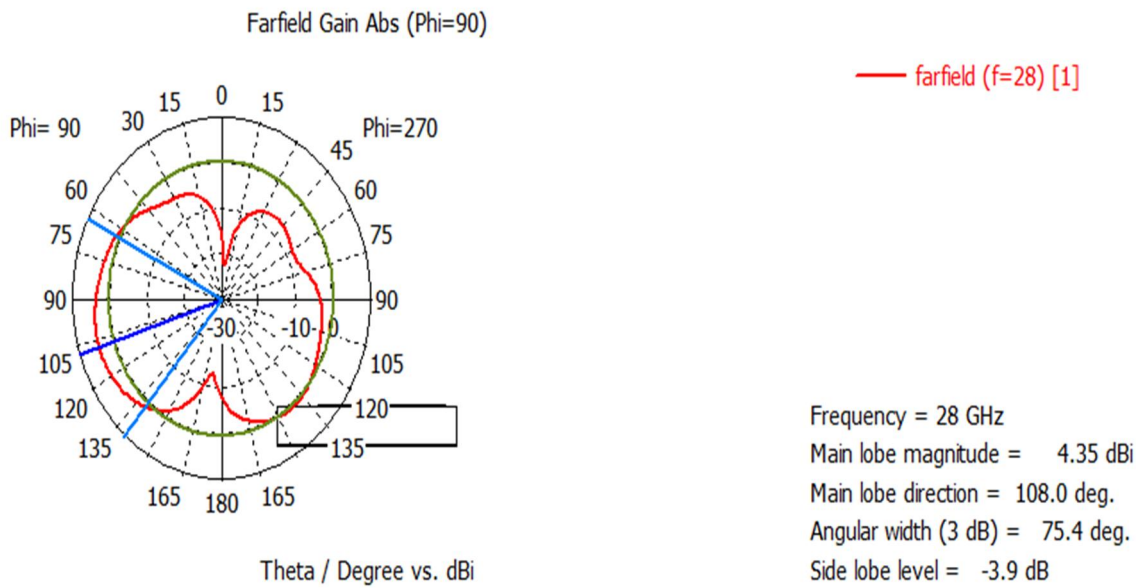
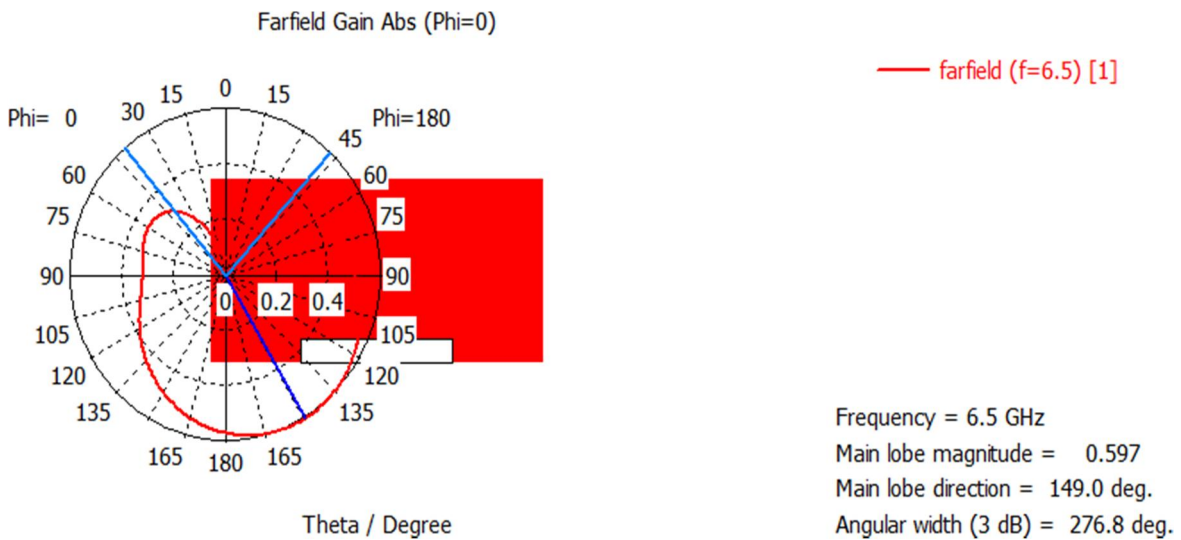


Figure.IV.6. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à Phi = 90°

« Phi=0 »



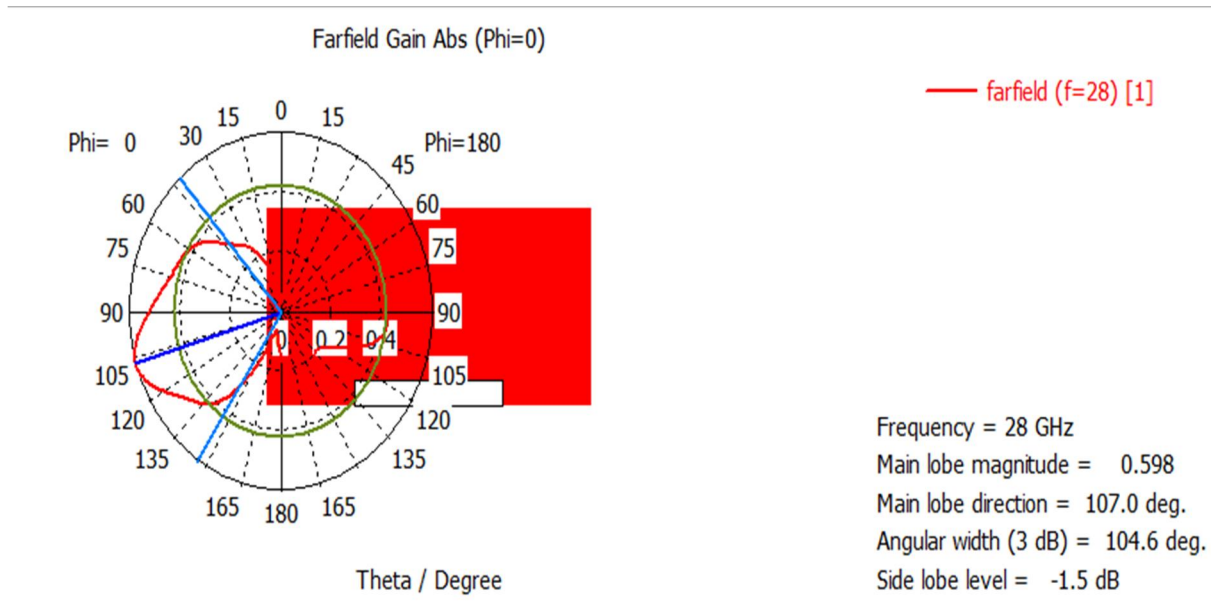
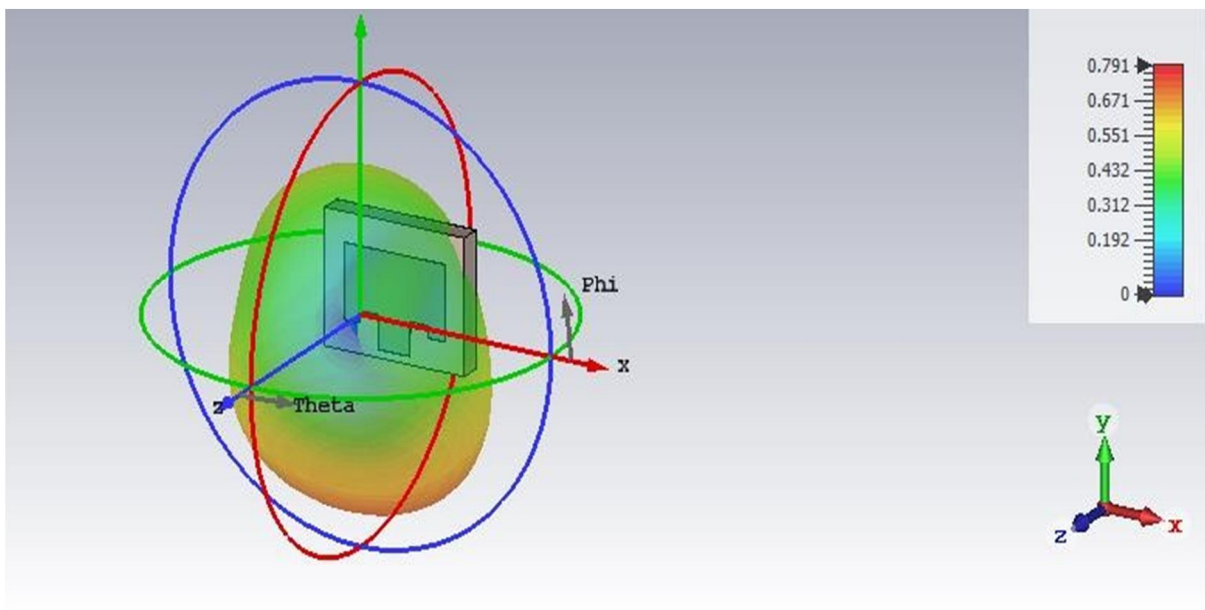


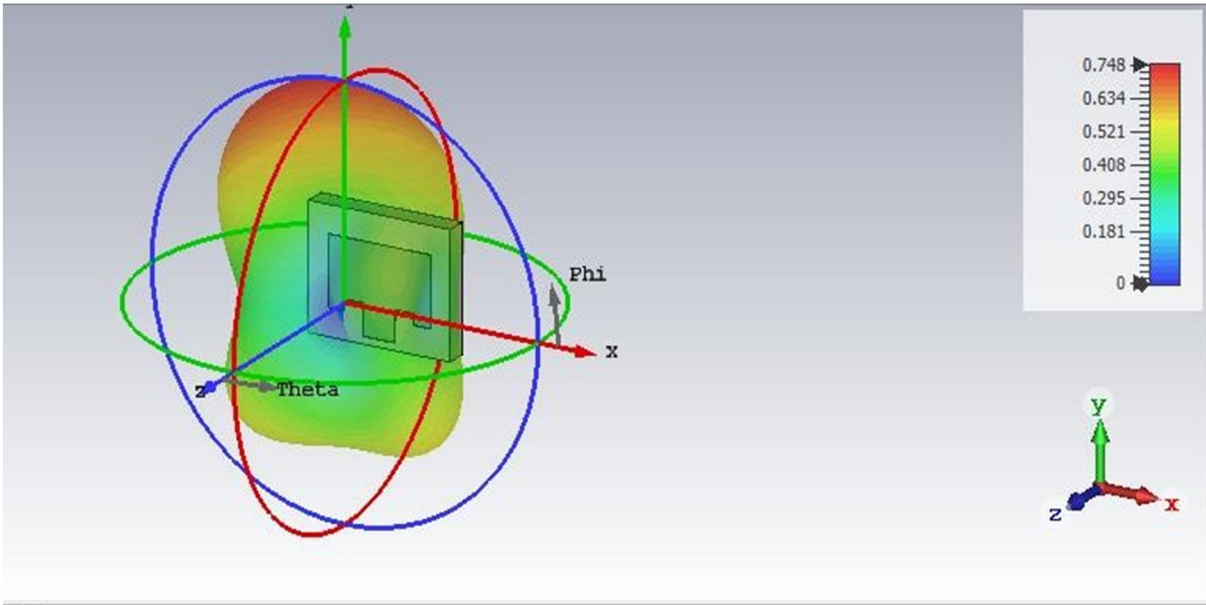
Figure.IV.7. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 0$

Diagrammes de rayonnement en 3D simulés

Les diagrammes de rayonnement en 3D simulés des deux antennes sont représentés par la **Figure (IV.8)** à leurs fréquences de résonance de l'antenne imprimé d'une forme L inversée.

(a)





(b)

Figure. IV. 8. Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) 1^{er} cas, (b) 2^{ème} cas

IV.4. Étude et conception d'une antenne miniaturisée

IV.4.1. Configuration de la conception

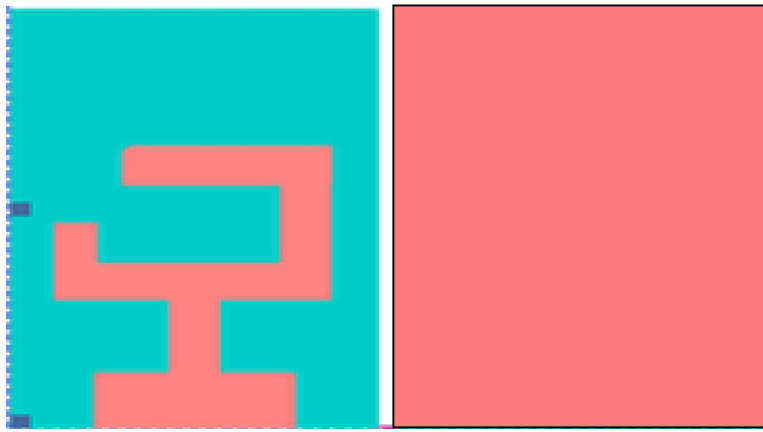
La structure d'antenne de base se compose d'un patch rectangulaire excité par une ligne de transmission micro ruban. , Dans le cas 1 l'antenne est imprimé sur la face de dessus avec un substrat de type FR4 de permittivité relative $\epsilon_r=4.3$ et d'épaisseur $H = 1.6$ mm. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface de dessous du substrat. Afin d'atteindre la miniaturisation de l'antenne, nous avons étudié la même structure d'antenne, avec un plan de masse partiellement imprimé et, comme illustré au cas 3. La technique de structure DGS est utilisée pour obtenir la miniaturisation. Les détails des trois cas sont respectivement représentés par les trois cas suivants:

Cas 1 : une antenne rectangulaire avec un plan de masse complet.

Cas 2 : une antenne rectangulaire avec un demi-plan de masse imprimé.

Cas 3 : une antenne rectangulaire avec un plan de masse imprimé d'une forme L inversé

IV.4.1.1. 1^{er} Cas : une antenne rectangulaire avec un plan de masse complet



1^{er} Cas

- **Coefficient de réflexion**

Les paramètres géométriques de l'antenne sont regroupés dans le tableau paramétrique de l'antenne de base :

Paramètres	Lg	Wg	Lp	Wp	Lf	Wf	H
Valeurs (mm)	8	4	4	3	1.5	1.55	1.6

Tableau (IV.2). Paramètres géométriques de l'antenne de base

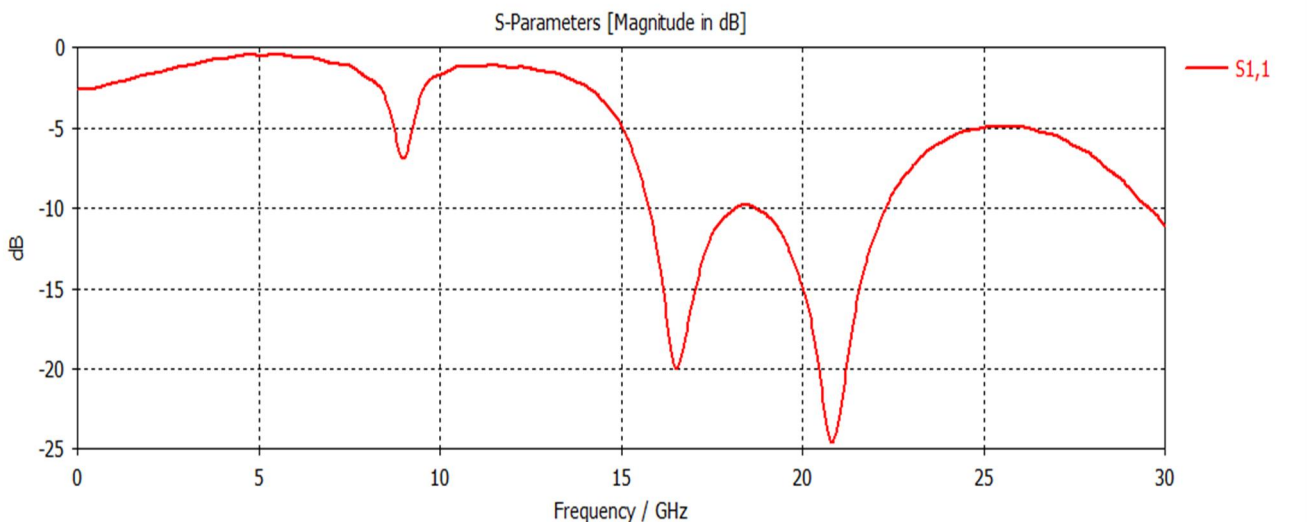


Figure.IV.9. Résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne de base avec les paramètres du Tableau 2

Ces résultats montrent que l'antenne présente une bonne adaptation dans la bande [0GHz, 30GHz], avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. Ainsi, l'antenne présente deux bande passante 9.78 % et la deuxième 8.01%.

Un coefficient de réflexion minimal de -20.06 dB et -24.6 est obtenu à la fréquence de 16.56GHz. et 20.84GHz

Le TOS est inférieur à 2 ce qui représente le seuil acceptable pour une meilleure adaptation dans le domaine des télécommunications.

- **Tos**

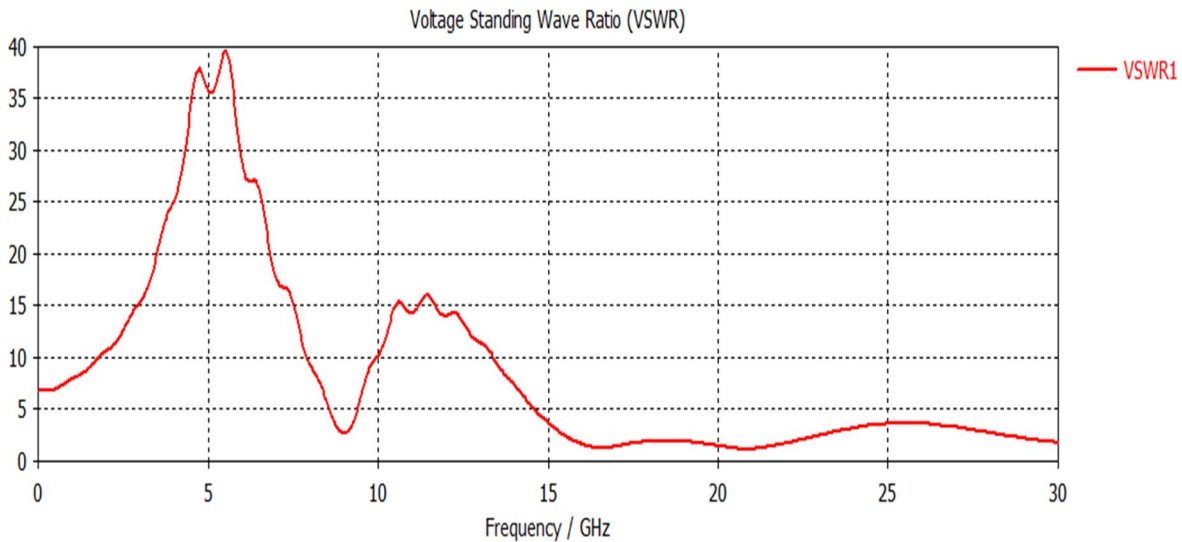


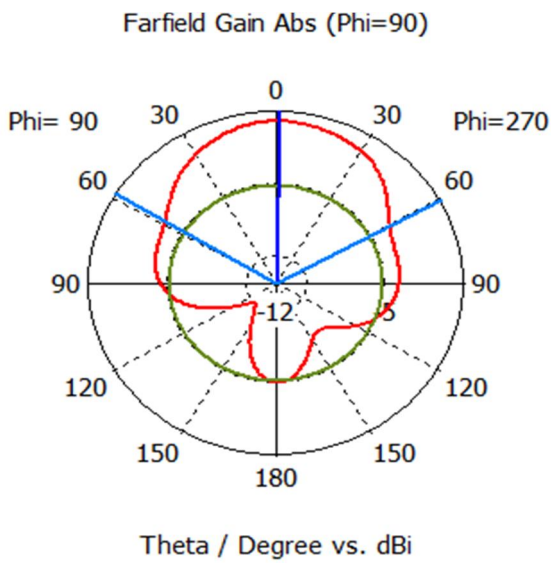
Figure.IV.10. Taux d'ondes stationnaire TOS de l'antenne de base

Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de gain simulés une antenne sont représentés par la **Figure (IV.11)** à leurs deux fréquences de résonance pour Les deux cas ((a) \Rightarrow f=16.56Ghz),((b) \Rightarrow f=20.84Ghz))

À partir de cette figure, on peut voir que la courbe de rayonnement dans le cas1 est améliorée par rapport au premier cas :

« PHI= 90 »

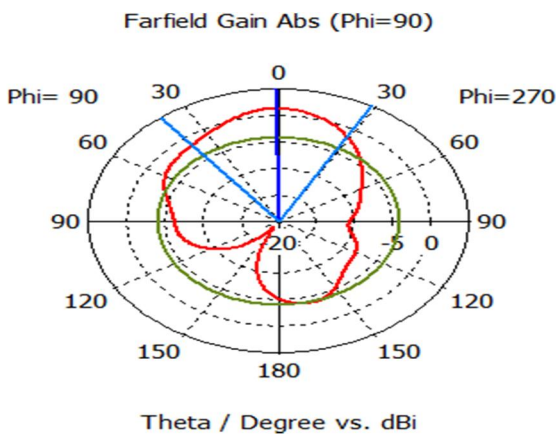


— farfield (f=16.56) [1]

Frequency = 16.56 GHz
 Main lobe magnitude = -0.702 dBi
 Main lobe direction = 1.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 119.7 deg.
 Side lobe level = -4.4 dB

(1^{er} Cas)

(2^{ème} Cas)



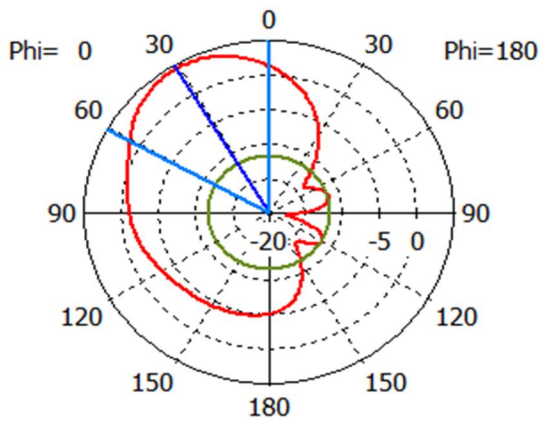
— farfield (f=20.84) [1]

Frequency = 20.84 GHz
 Main lobe magnitude = 1.29 dBi
 Main lobe direction = 1.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 67.7 deg.
 Side lobe level = -5.4 dB

Figure. IV. 11. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas pour Phi = 90.

« $\Phi = 0$ »

Farfield Gain Abs ($\Phi=0$)



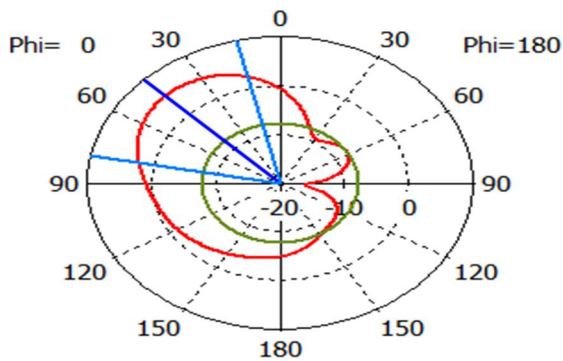
— farfield (f=20.84) [1]

Frequency = 20.84 GHz
 Main lobe magnitude = 4.42 dB
 Main lobe direction = 31.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 60.3 deg.
 Side lobe level = -16.0 dB

Theta / Degree vs. dBi

(1^{er} Cas)

Farfield Gain Abs ($\Phi=0$)



— farfield (f=16.56) [1]

Frequency = 16.56 GHz
 Main lobe magnitude = 5.29 dBi
 Main lobe direction = 45.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 65.8 deg.
 Side lobe level = -13.1 dB

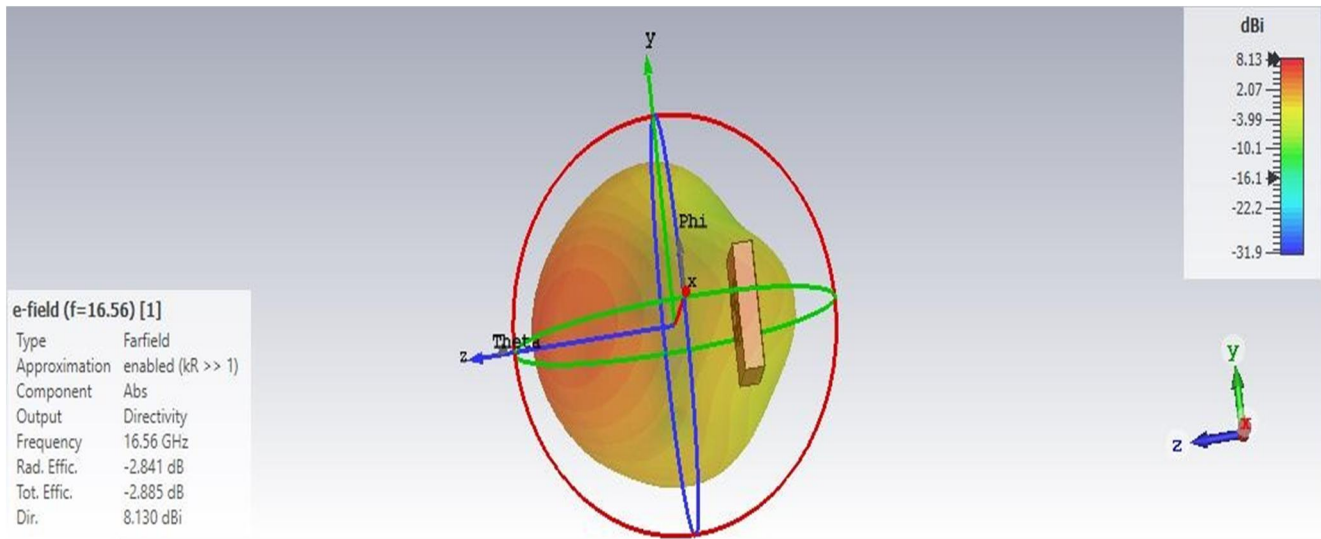
Theta / Degree vs. dBi

(2^{ème} Cas)

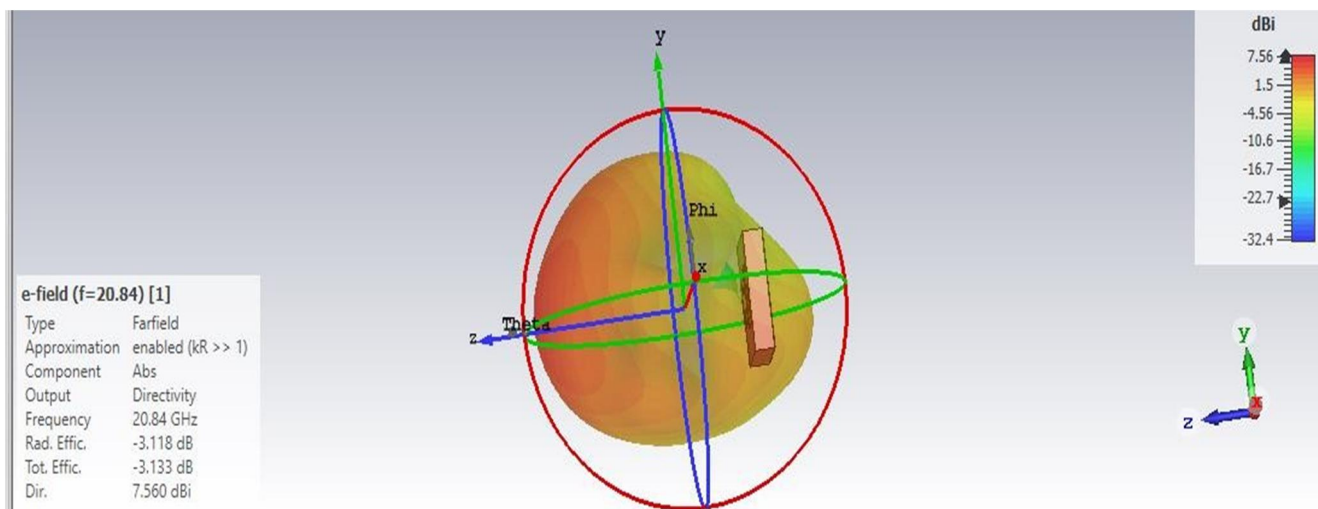
Figure.IV.12. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 0$.

Diagrammes de rayonnement en 3D simulés

Les diagrammes de rayonnement en 3D simulés des deux antennes sont représentés par la **Figure (IV.13)** à leurs fréquences de résonance.



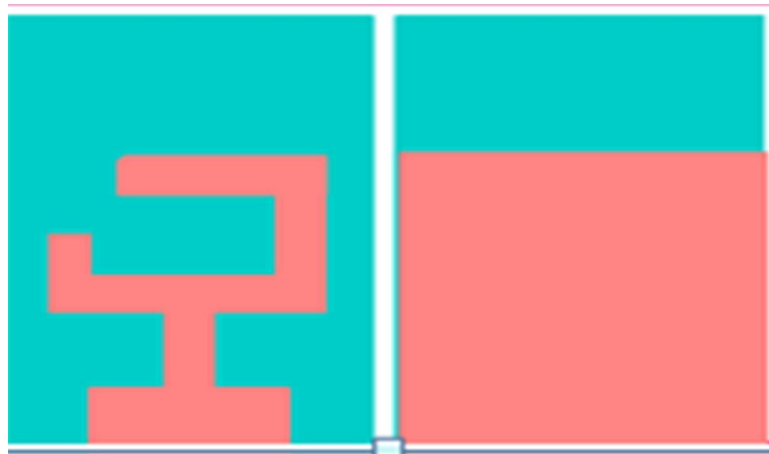
(a)



(b)

Figure.IV.13. Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) 1^{er} cas, (b) 2^{ème} cas

IV. 4.2.2. 2^{ème} Cas : une antenne rectangulaire avec un demi-plan de masse imprimé



2^{ème} Cas

- Coefficient de réflexion

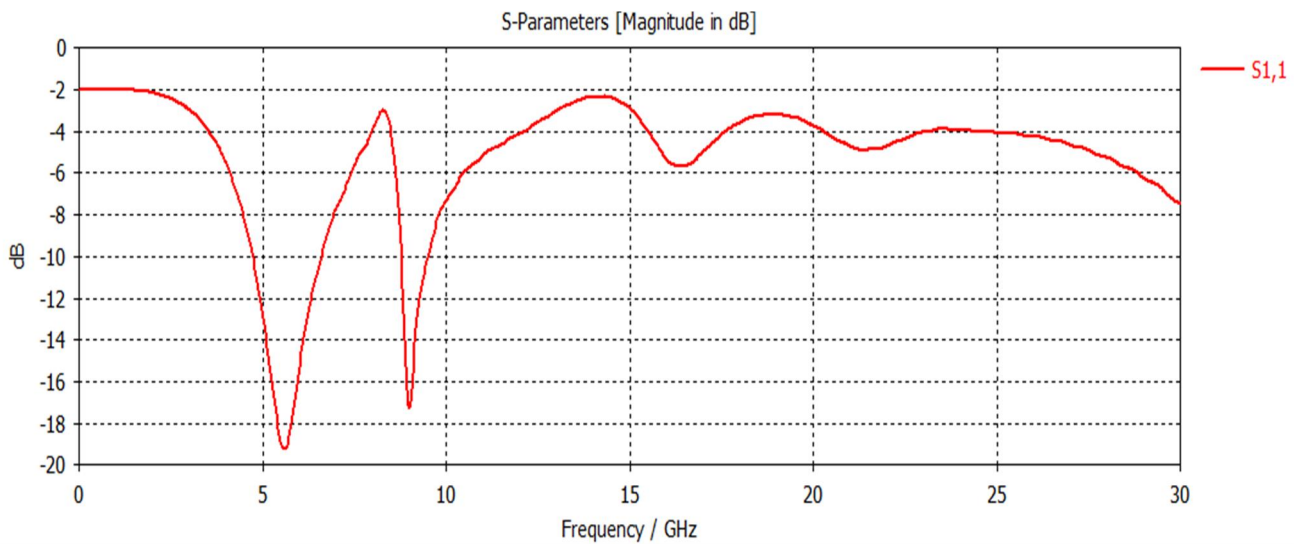


Figure.IV.14. Résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne de la demi masse

À partir de cette courbe, les performances de l'antenne, en termes de fréquences, deux fréquence 5.64 GHz et 9.01GHz de résonance et du spectre de bande passante ,23.12% 5.45%. On peut voir que la fréquence de fonctionnement de la conception du 2^{ème} cas

- **TOS**

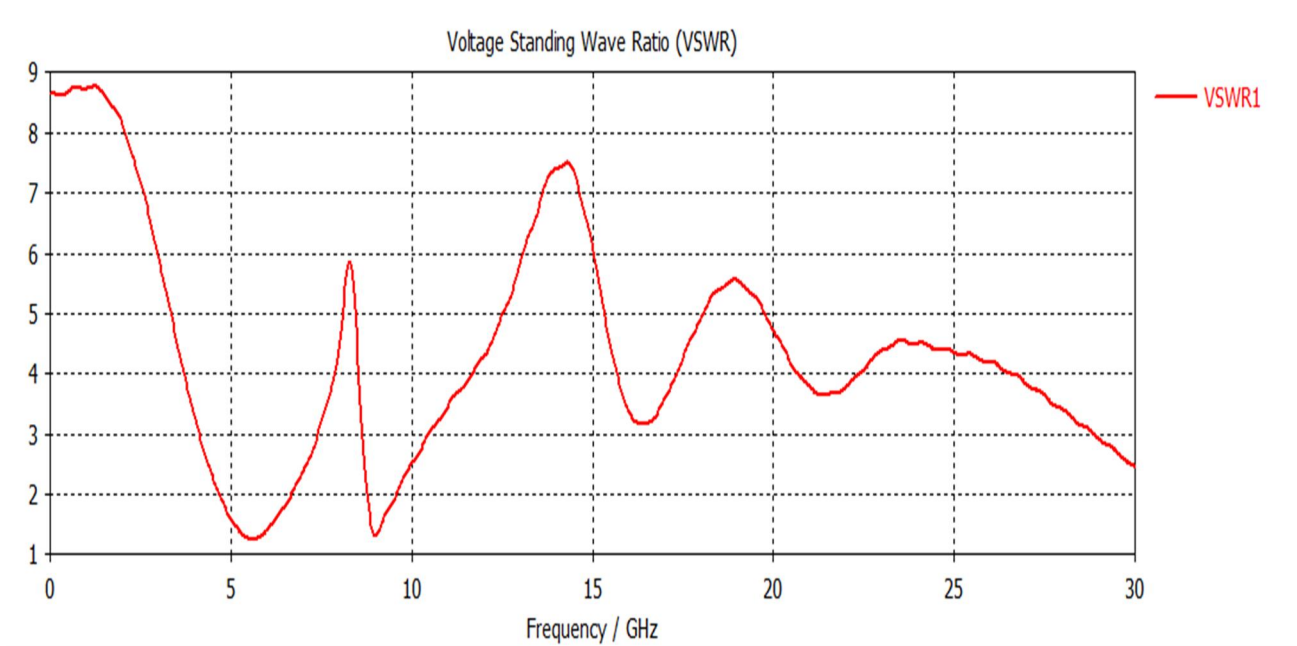
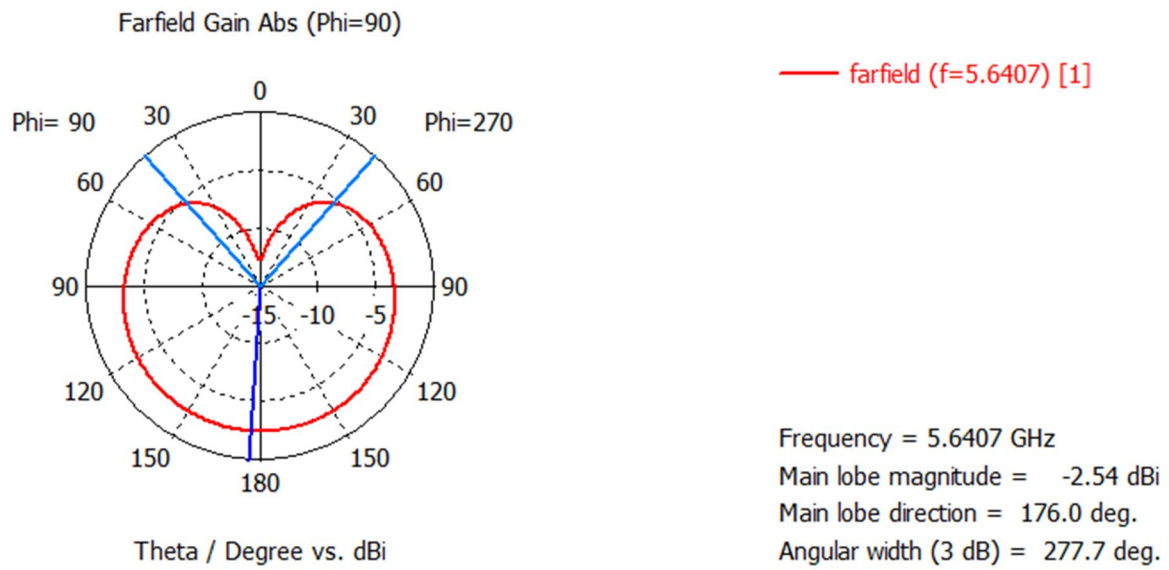


Figure.IV.15. Taux d'ondes stationnaire TOS

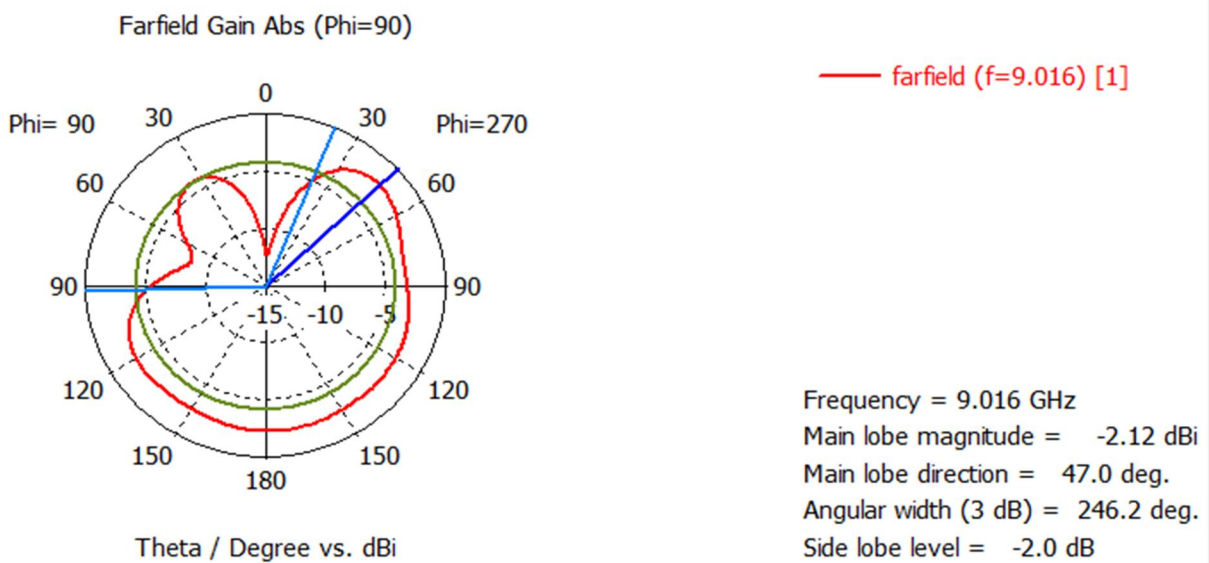
Diagramme de rayonnement

Dans la **Figure(IV.16)**, nous illustrons le diagramme de rayonnement du gain en coordonnées polaires à deux fréquences 5.64GHz et 9.01 GHz pour $\phi = 90^\circ$ et $\phi = 0^\circ$ pour l'antenne avec la masse demi. On remarque qu'à ces fréquences que les formes des diagrammes de rayonnement sont semblables, « Les deux cas ((a) \Rightarrow f=5.64Ghz),((b) \Rightarrow f=9.01Ghz)) »

« Phi = 90 »



(a)

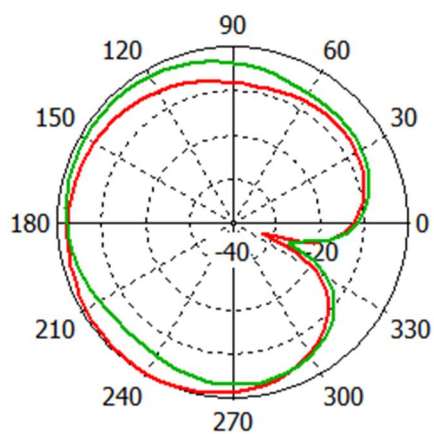


(b)

Figure. IV. 16. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à Phi = 90

- « PHi = 0 »

Tables\1D Results\Gain (IEEE),Phi=0.0

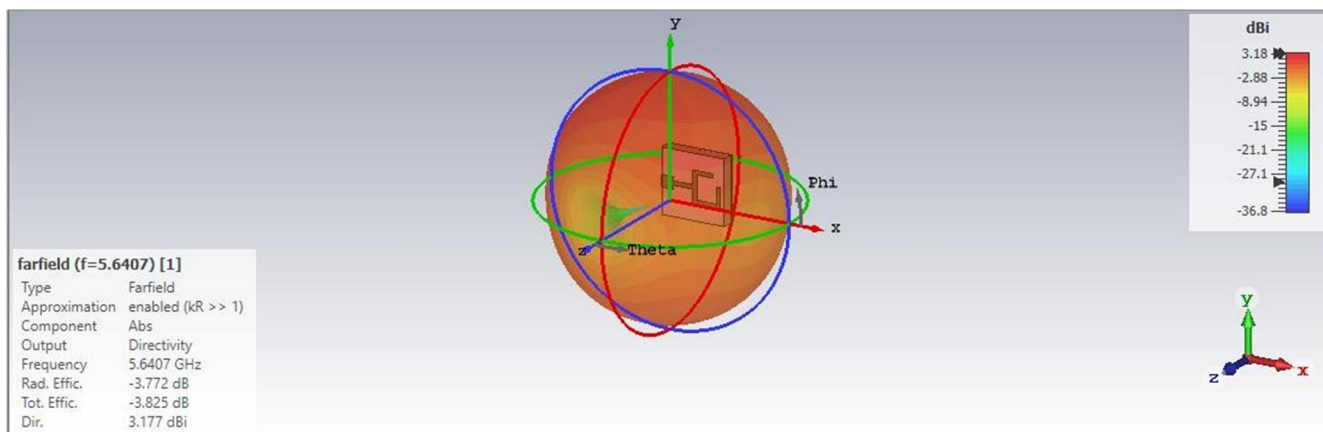


— f=5.6407
— f=9.016

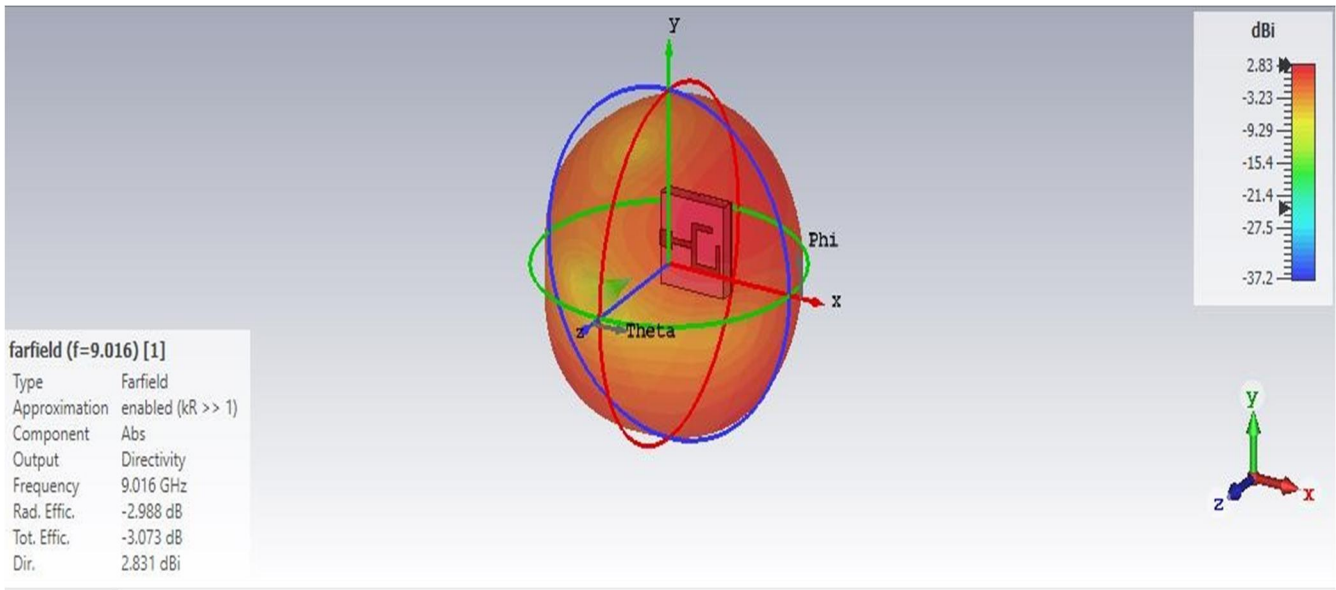
Theta / Degree

Figure. IV. 17. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 0$

Les diagrammes de rayonnement en 3D simulés des deux antennes sont représentés par la **Figure (IV.18)** à leurs fréquences de résonance de antenne avec la demi masse.



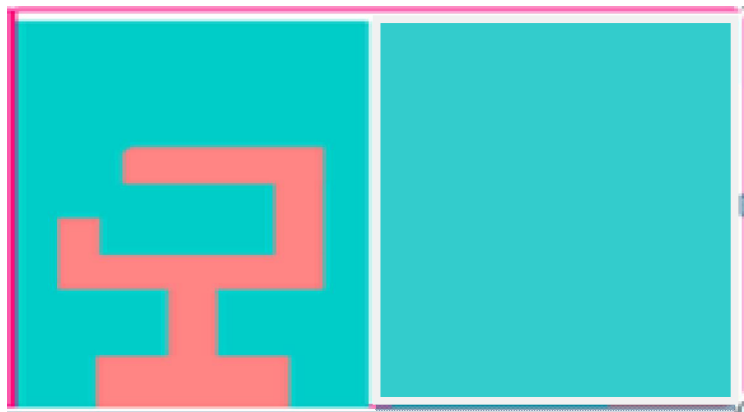
(a)



(b)

Figure. IV. 18. Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) cas1, (b) cas2

IV. 4.2.3. Cas 3 une antenne rectangulaire avec un plan de masse imprimé d'une forme L inversée.



-cas3-

- **Coefficient de réflexion**

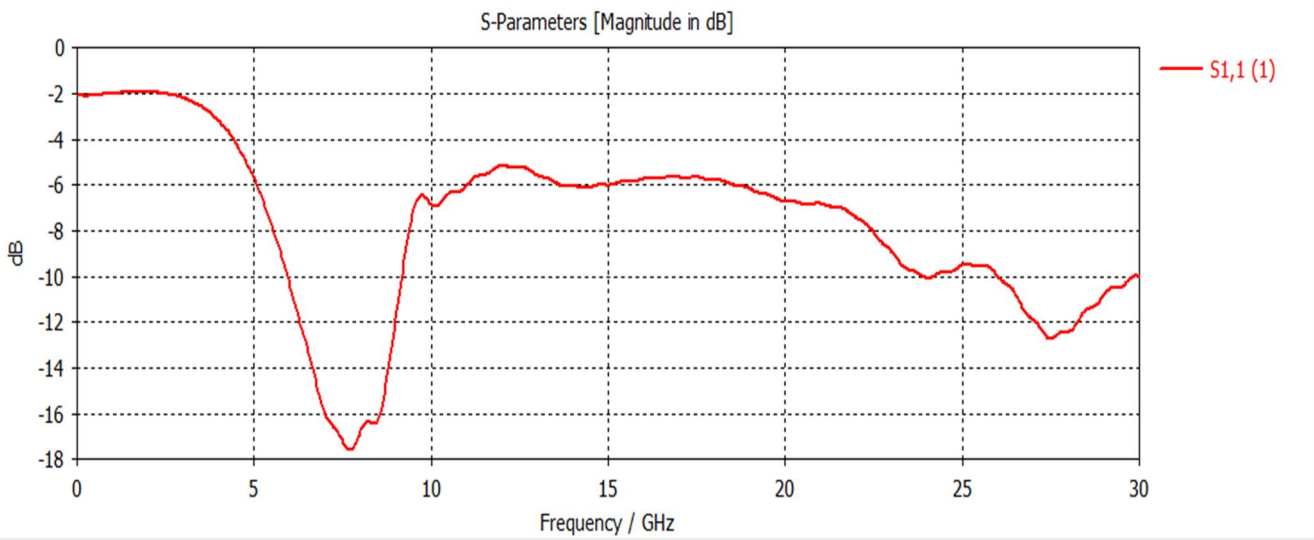


Figure.IV.19. Résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne de la masse imprimé d'une forme L inversée

À partir de cette courbe, le performance de antenne, avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB en termes Un coefficient de réflexion minimal de -19.60dB et -16.50 dB est obtenu à la fréquence de 7.27 GHz et 27.3GHz de résonance et du spectre de bande passante , 54.38% 8.71% On peut voir dans que la fréquence de fonctionnement de la conception du cas2

- **TOS**

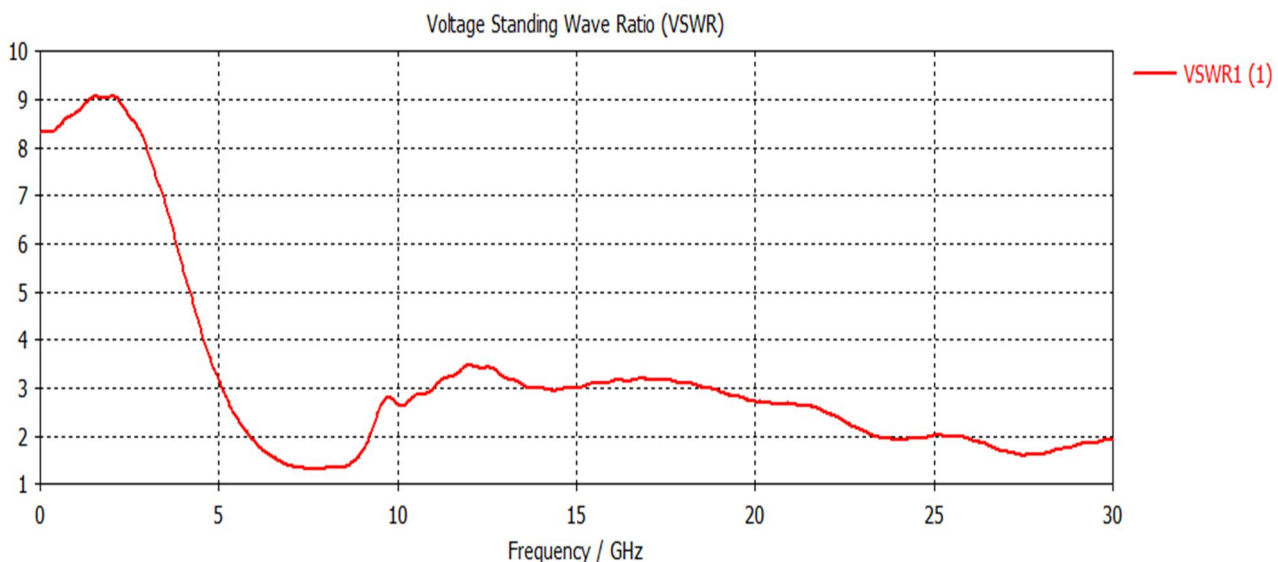
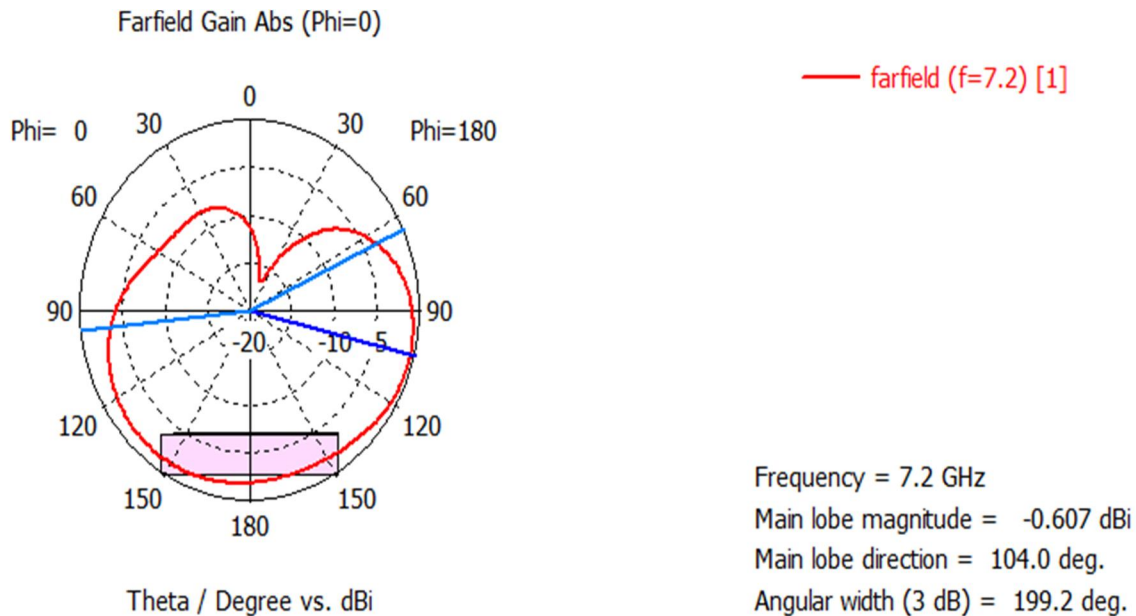


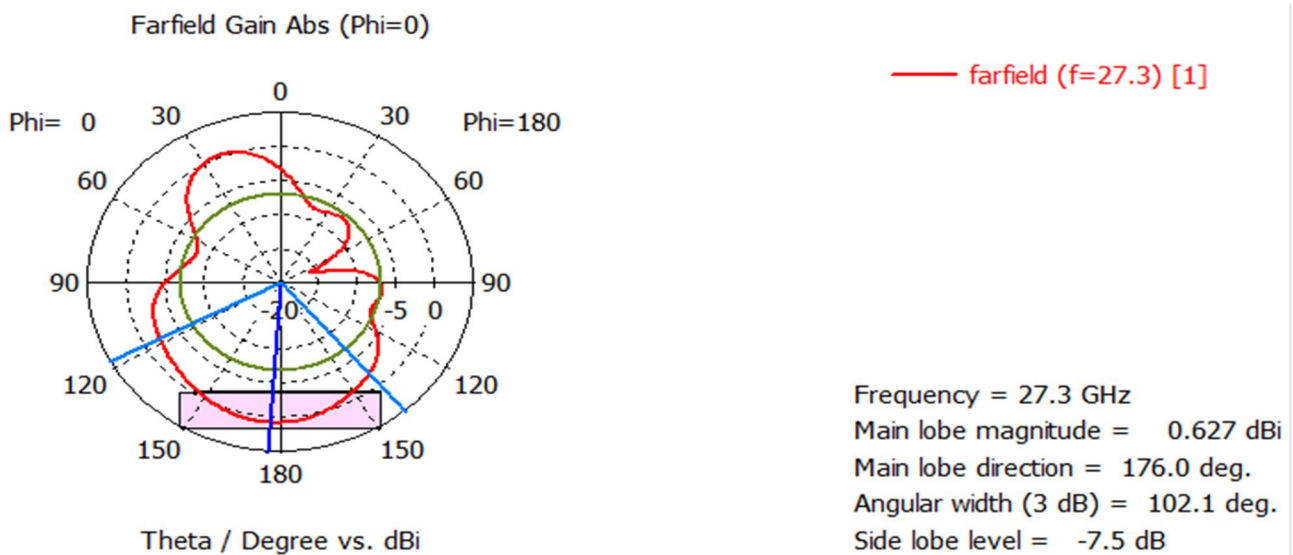
Figure. IV .20. Taux d'ondes stationnaire TOS

Diagrammes de rayonnement

Les résultats simulés des diagrammes de rayonnement en gain à deux fréquences 7.27GHz et 27.3GHz pour $\phi = 90^\circ$ et $\phi = 0^\circ$ pour l'antenne avec la masse imprimée d'une forme L inversée. « Les deux cas ((a) $\Rightarrow f=7.2$),((b) $\Rightarrow f=27.3$) »

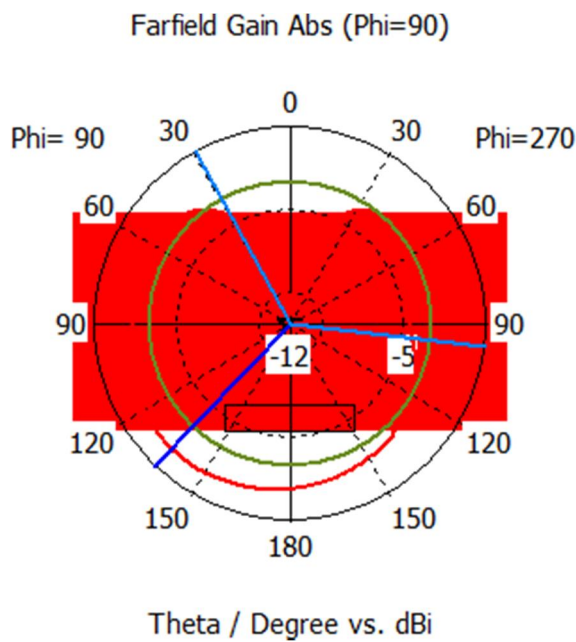


(a)



(b)

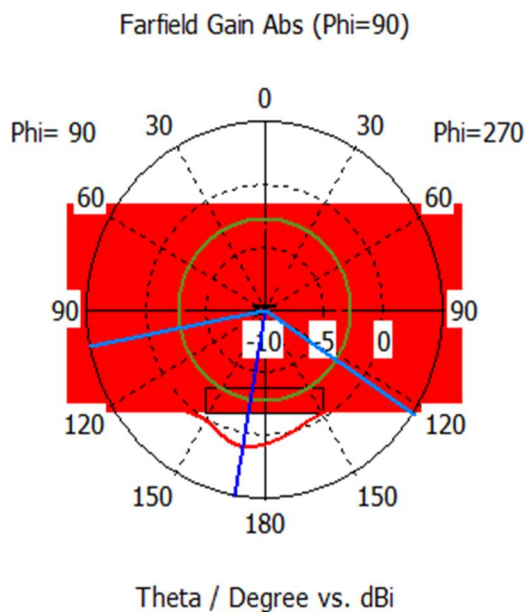
Figure. IV. 21. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 0$



— farfield (f=7.2) [1]

Frequency = 7.2 GHz
 Main lobe magnitude = -1.5 dBi
 Main lobe direction = 136.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 234.0 deg.
 Side lobe level = -1.8 dB

(a)



— farfield (f=27.3) [1]

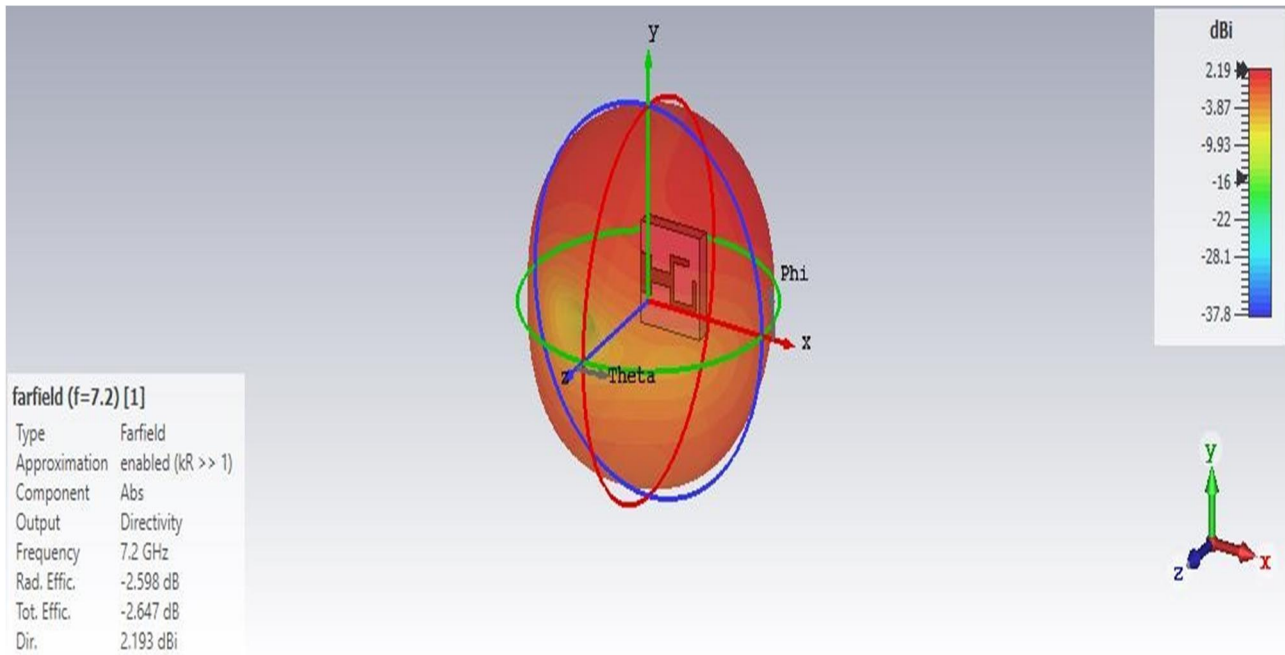
Frequency = 27.3 GHz
 Main lobe magnitude = 0.953 dBi
 Main lobe direction = 170.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 135.3 deg.
 Side lobe level = -3.6 dB

(b)

Figure. IV. 22. Diagramme de rayonnement simulé pour les deux cas à $\Phi = 90^\circ$.

Diagrammes de rayonnement en 3D simulés

Les diagrammes de rayonnement en 3D simulés des deux antennes sont représentés par la Figure (IV.23) à leurs fréquences de résonance de l'antenne imprimée d'une forme L inversée.



(a)

(b)

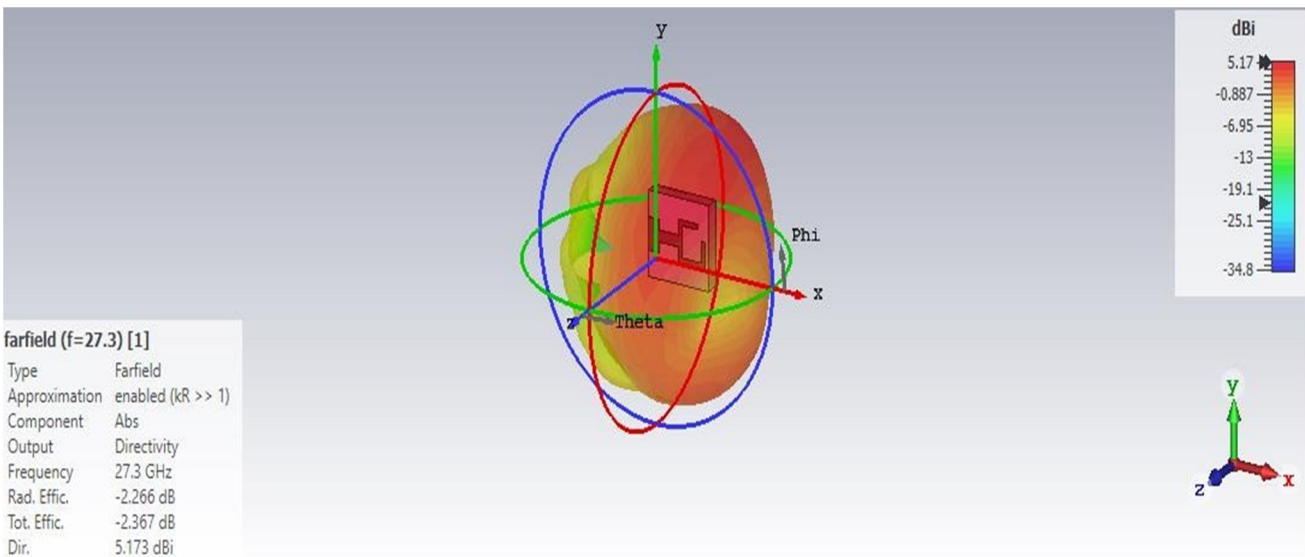


Figure. IV. 23. Diagramme de rayonnement simulé en 3D pour ; (a) 1 cas (b) 2cas

IV.5- Comparaison entre les trois cas

Les trois modèles sont simulés dans l'environnement CST Microwave Studio. Les coefficients de réflexion simulés de ces cas sont présentés à la **Figure (IV.24)**. À partir de ces courbes, les performances des antennes, en termes de fréquence de résonance et du spectre de bande passante, sont extraites et listées dans le **Tableau (IV.3)**. On peut voir dans ce tableau que les fréquences opérationnelles de la conception du cas 3 sont déplacées vers la fréquence du spectre inférieur,

par rapport au cas initial 1, de 16.56 - 20.84 GHz à 7.2 – 27.3 GHz

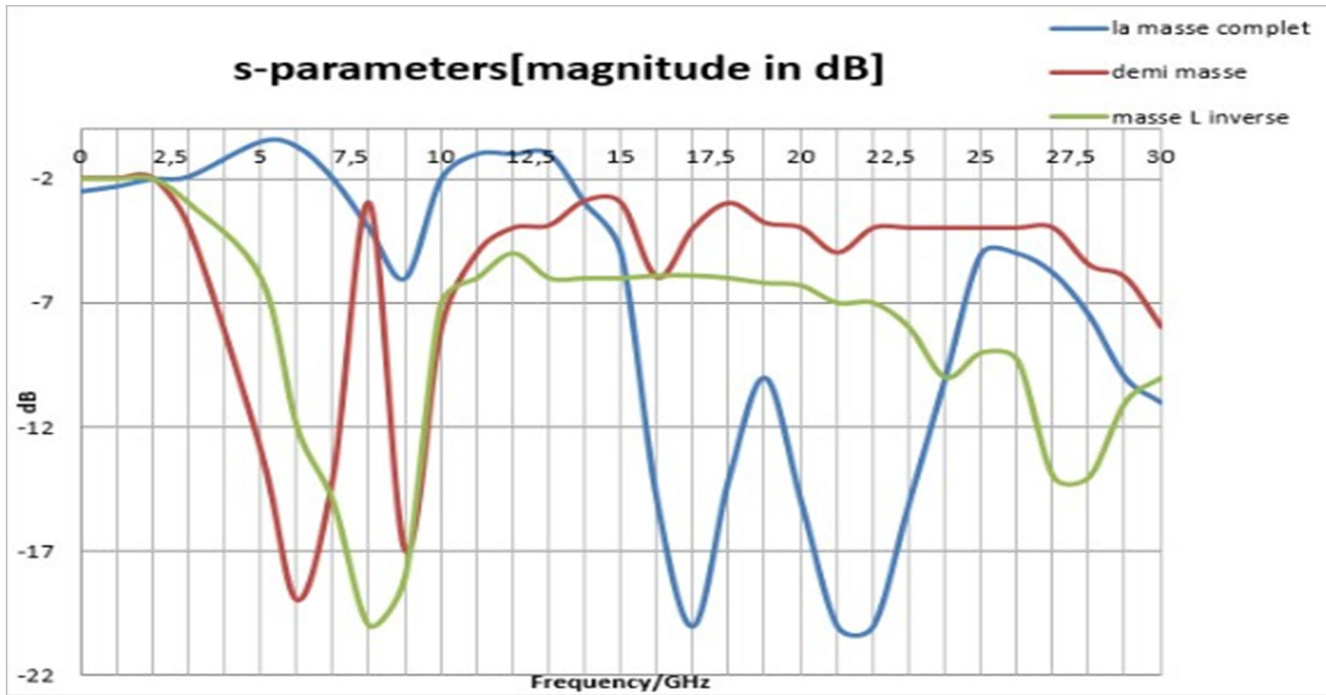


Figure. IV. 24. Coefficient de réflexion simulé pour les trois cas.

Antenne	f_r (GHz)	Bande passante (GHz)	BdW%
Cas 1	16.56 - 20.84	[16.045-17.075] [20-21.60]	9.78 % 8.01%
Cas 2	5.64 – 9.01	[4.8169-6.4302] [8.7643-9.5881]	23.12% 5.45%
Cas 3	7.2 – 27.3	[6.3616-8.4554] [26.231-28.143]	54.38%- 8.71%

Tableau (IV.3). Résultats simulés des trois cas d'antenne

IV.6. Géométrie de l'antenne dans CST 3D

(a)

(b)

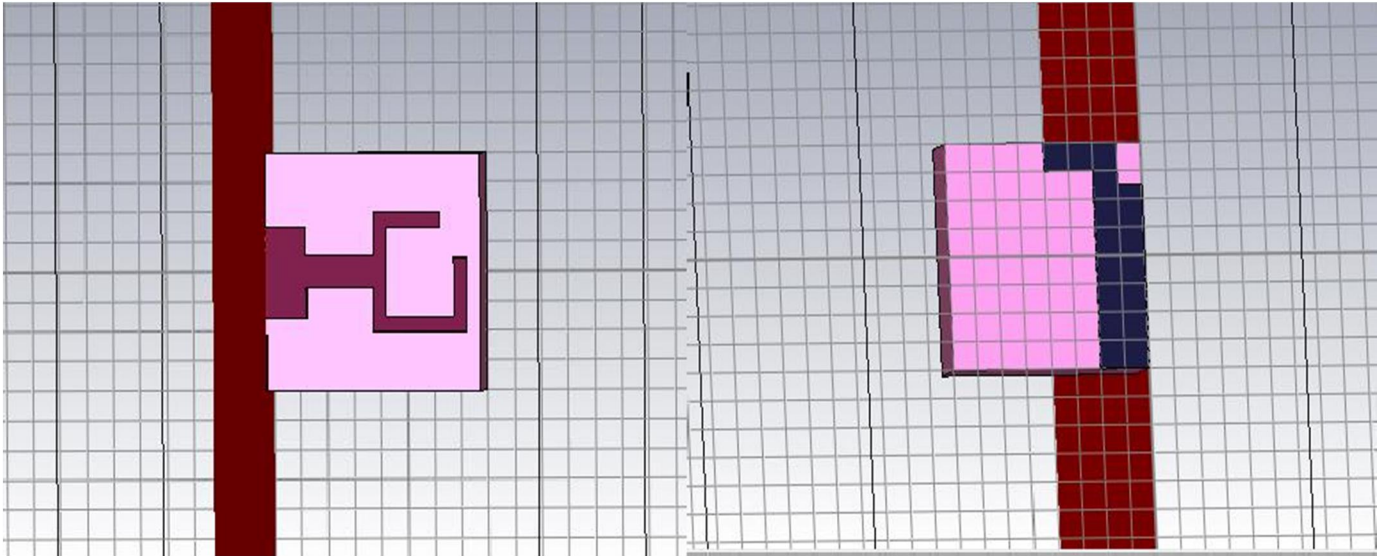



Figure. IV. 25 Antenne simulée à 3D

IV. 7. Méthode d'optimisation par le logiciel CST

L'optimisation dans CST permet de comparer les résultats simulés à l'objectif et modifie les valeurs des variables pour qu'elles se rapprochent le plus possible de l'objectif à atteindre. Pour effectuer une optimisation, nous suivons ces étapes :

Première étape nous allons dans la fenêtre "**Home**" et on sélectionne  "**Optimizer**"

On définit les paramètres à chaque fois on choisit deux paramètres par exemple « **Lg** » et « **Wg** » ensuite on trouve une boîte d'objectif nommée "**Goal**" (bibliothèque "Optim-Stat-Yield-DOE"), on choisit "**add new goal** " il sélectionne le paramètre S11 et définit le type choisie "**Mag(dB)**" qui sera inférieure à **- 10dB**. Il y a dans ce cas deux fréquences en **GHz** un intervalle compris entre « **6.5 GHz ,7 GHz** » et « **27.9GHz et28.9 GHz** ».

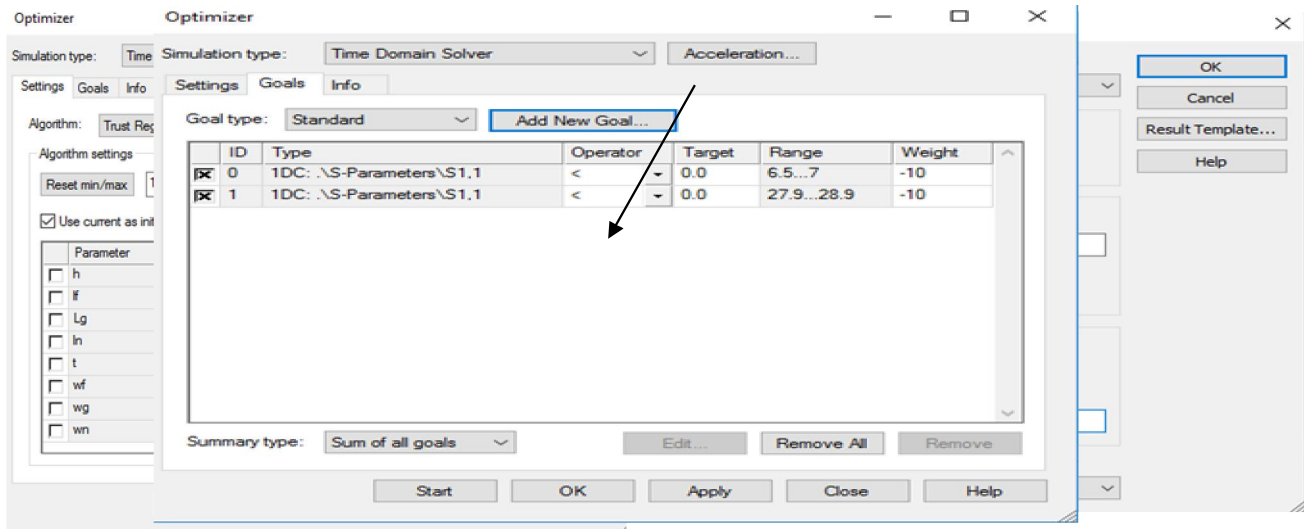


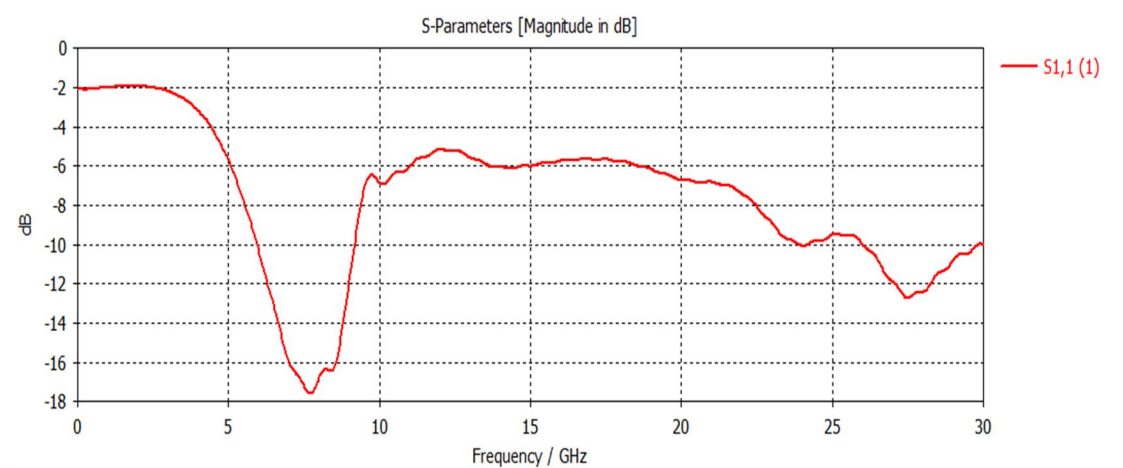
Figure.IV.26. Méthodes pour faire l'optimisation

cliquer sur « start »

IV.8. Résultat de l'optimisation

La Figure IV.27 représente les résultats de simulation de Coefficient de réflexion avant et après l'optimisation :

Avant :



Après

Figure. IV. 27. Résultat final de l'optimisation

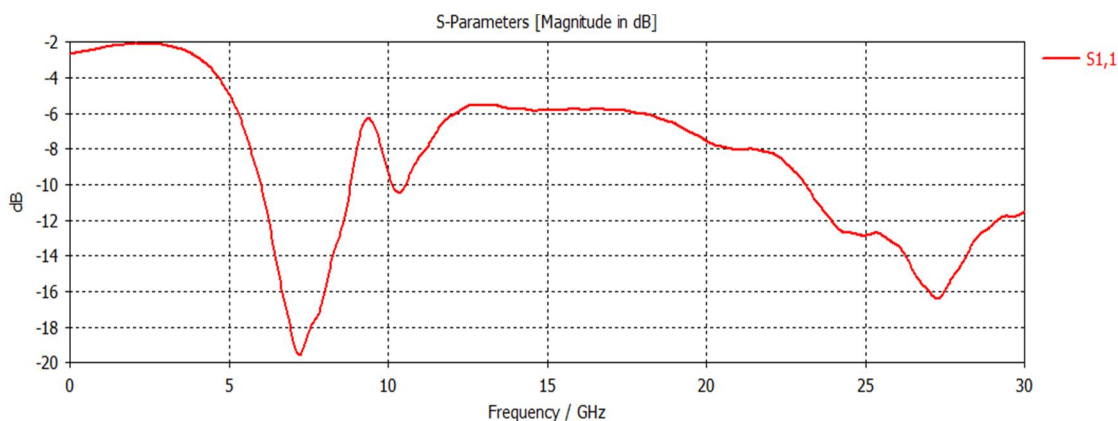
IV .9 Étude paramétrique

Pour analyser l'effet, de l'antenne, une étude paramétrique s'effectue par le même logiciel de simulation dans cette partie, en agissant sur les paramètres

Effet de géométrie de la ligne d'excitation

L'effet de la géométrie de la ligne d'alimentation (la longueur L_f et la largeur W_f) sur le coefficient de réflexion est illustré dans les **Figure (IV. 28.29)**.

Effet de paramétrer la largeur W_f



Dans une première étape on fait varier la largeur W_f . Le résultat de simulation pour le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la largeur W_f est donnée dans la Figure (IV.28).

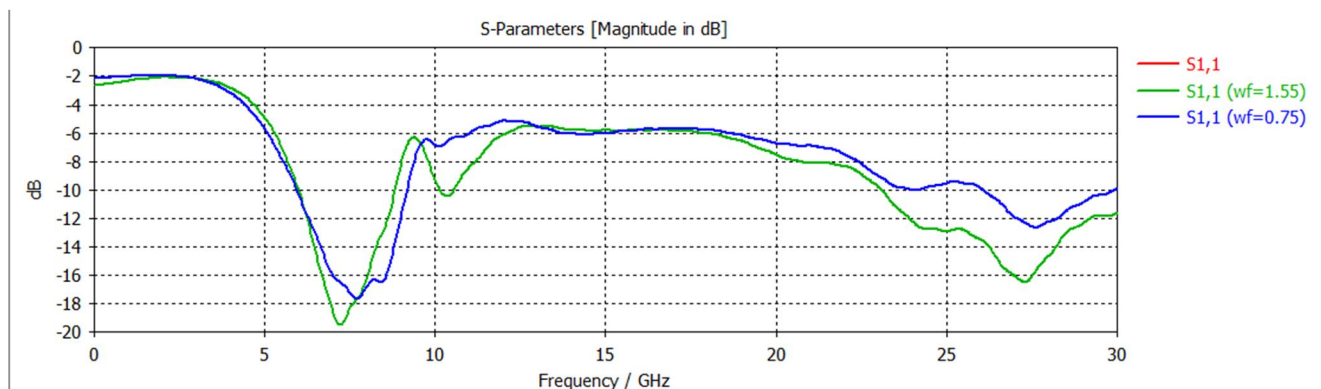


Figure. IV. 28. Effet du paramètre W_f (la largeur) sur le coefficient de réflexion

D'après les résultats obtenus on peut dire que lorsqu'on augmente la largeur W_f , la bande de fréquences rejetée se décale vers les fréquences inférieures.

Effet de paramétrer longueur Lf

La Figure (IV. 29) représente les résultats de simulation de l'étude paramétrique pour la variable Lf . On peut voir que lorsqu'on diminue le paramètre Lf la fréquence diminue.

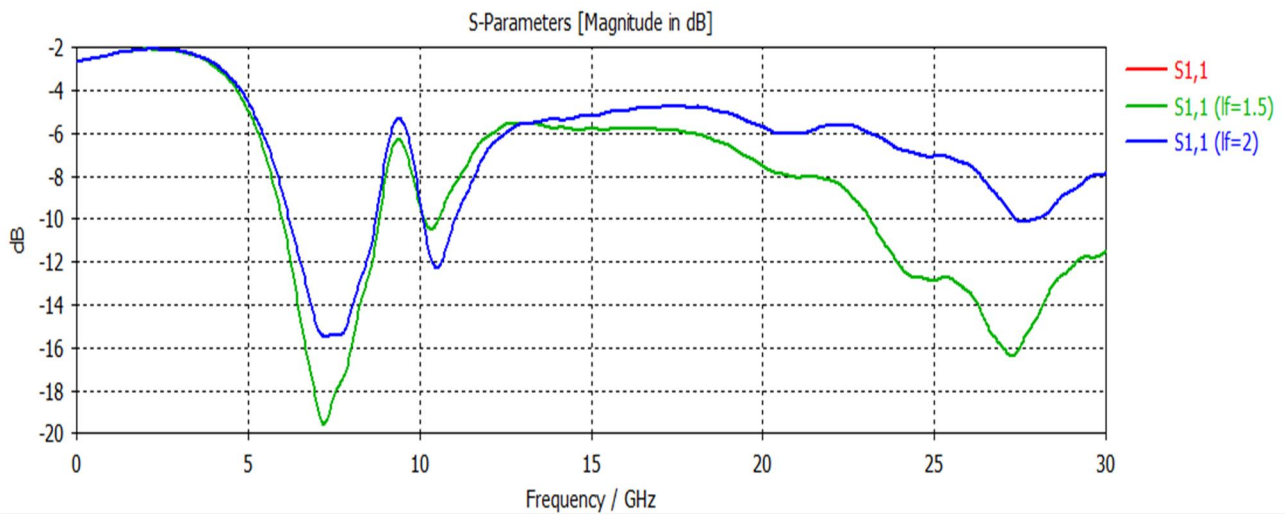


Figure. IV. 29. Effet du paramètre Lf (la longueur) sur le coefficient de réflexion

Effet de géométrie de plan de masse

Les Figures (IV.30) et IV.31 montrent l'effet de la longueur et de la largeur du plan demasse en forme de L-inversé sur le coefficient de réflexion. Il est clair de ces courbes que pour obtenir une fréquence de résonance centrée à 7.6 et 27.9 (dédiée la technologie 5G), il faut choisir la longueur wg= 8mm et la largeur lg= 4.024mm meilleure fréquence, sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

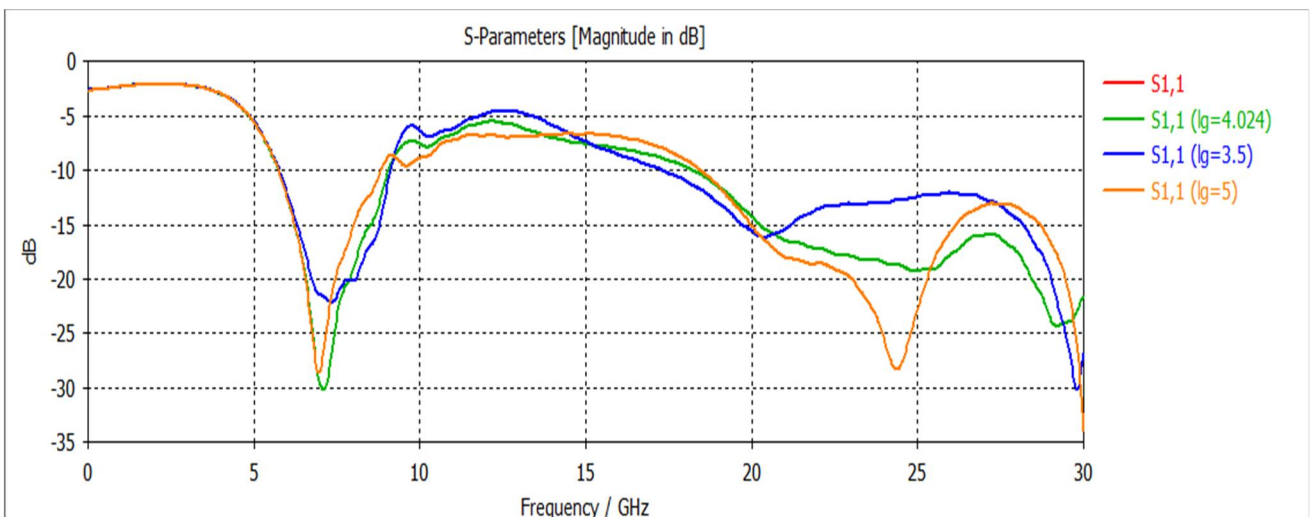


Figure.IV.30. Effet du paramètre Lg (la largeur) sur le coefficient de réflexion

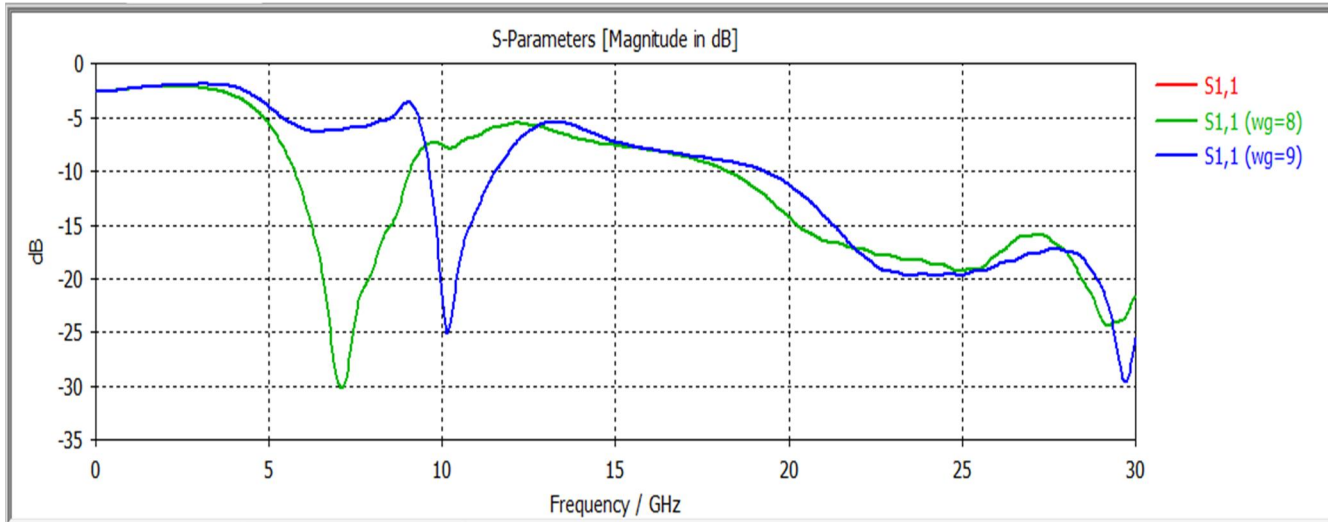


Figure.IV.31. Effet du paramètre wg (la longueur) sur le coefficient de réflexion
Effet du paramètre hauteur H

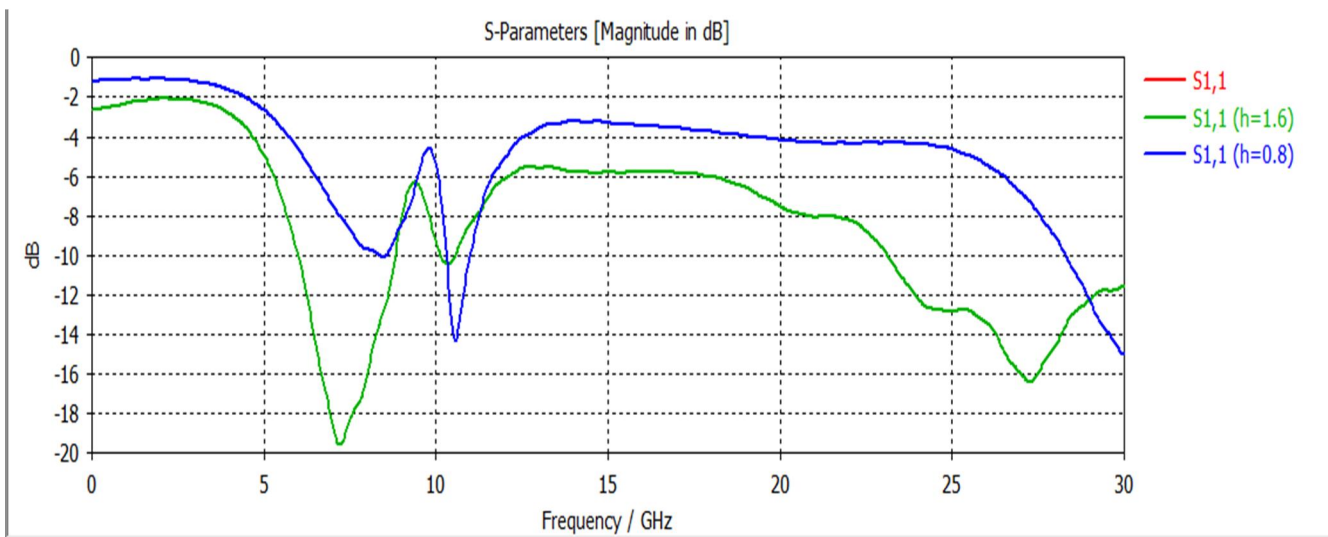


Figure.IV.32. Effet du paramètre H (la hauteur) sur le coefficient de réflexion

Le résultat de simulation de la Figure (IV.32) montre que, lorsque H augmente, la bande de fréquences rejetée se décale vers les fréquences inférieures, ainsi pour $H= 1.6\text{mm}$ on obtient une bonne adaptation.

IV.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté et fabriqué deux antennes rectangulaires imprimées et miniaturisées par la technique DGS la première antenne avec un patch classique et la deuxième antenne on a fait 3 cas avec des plans de masse différentes.

La première antenne rectangulaire avec un patch en forme classique, l'utilisation de la forme L inversée de dimension $L_g=5.5$ et $W_g=4.5$. Le résultat donne pour la mesure une bande passante entre 5.65 et 7.17 GHz et entre 27.271 et 29.143 GHz pour les simulations (S_{11} inférieur à -10 dB).

Pour la première antenne qui a été discutée dans le cas 1, une antenne rectangulaire avec un plan de masse complet. Le résultat donne pour la mesure une bande passante entre 16.045 et 17.075 GHz et entre 20 et 20.60 GHz pour les simulations (S_{11} inférieur à -10 dB). La taille de l'antenne proposée est de 8 x 4 mm² imprimée sur 1,6 mm d'épaisseur du substrat de matériau FR-4.

Pour le deuxième cas, une antenne rectangulaire avec un demi-plan de masse imprimé . Le résultat donne pour la mesure une bande passante entre 5.5 et 6.5 GHz et entre 8.5 GHz et 9 GHz pour les simulations (S_{11} inférieur à -10 dB).

Pour le 3^{ème} cas, l'utilisation de la forme L inversée dans le plan de masse fournit la miniaturisation. Le résultat donne pour la mesure une bande passante entre 6.3616 et 8.4554 GHz et entre 26.231 et 28.143 GHz pour les simulations (S_{11} inférieur à -10 dB).

Conclusion générale

Conclusion générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique inédit au cours des dernières années grâce à la forte demande de la nouvelle génération des systèmes de communications et de l'industrie. Parmi les composants les plus importants dans les systèmes de communication modernes, on cite les antennes miniatures.

Le travail présenté dans ce mémoire a porté sur la conception et l'analyse des résultats d'une antenne micro-ruban connectée à une ligne d'alimentation micro-ruban miniaturisée par la technique à masse modifiée (GDS). Les avantages de ces antennes sont : la conception simple avec un matériau de faible coût, la taille de patch miniaturisée.

Dans le premier chapitre on a introduit une description des concepts et des principes de base de l'électromagnétisme et de l'onde plane.

En deuxième chapitre, nous avons présenté les caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes planaires en comparant les deux technologies ; micro-ruban à pleine masse et la technique de miniaturisation par modification du plan de masse (DGS).

Dans le troisième chapitre nous avons donné une présentation de logiciels CST et nous avons montré également comment travailler avec ce logiciel tel que la création, la simulation, et analyse d'une antenne micro-ruban en utilisant l'environnement de conception CST MICROWAVE STUDIO.

Le dernier chapitre a présenté les résultats et discussions, nous avons conçu deux antennes rectangulaires imprimées en utilisant le logiciel CST MICROWAVE STUDIO, la première antenne rectangulaire avec un patch en forme classique de dimension $L_g = 5.5$ et $W_g = 4.5$ l'utilisation de la forme L inversée. Les résultats ont donné deux bandes passantes de 1.52 GHz suivie de 128MHz et la deuxième antenne proposée de $8 \times 4 \text{ mm}^2$ imprimée sur $H=1,6 \text{ mm}$ en 3 cas. Les résultats ont donné deux bandes passantes de 2.09 GHz et de 1.91 GHz pour des gains S_{11} inférieur à -10 dB.

Ceci est expliqué par l'effet de la taille du plan de masse et son emplacement (position de la forme 'L inversé') sur la miniaturisation et la bande passante de l'antenne micro-ruban.

Les deux projets discutés montrent clairement l'importance de la technique de chargement d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire par film mince de matériau à hautes permittivité

et la technique de structure à défaut dans le plan masse (DGS) dans la miniaturisation des antennes planaires.

Enfin, notre travail de recherche présente un intérêt certain dans le domaine de la miniaturisation des antennes planaires, et va sans nul doute d'enrichir les applications sans fil, Il peut être élargi par des travaux avec les perspectives suivantes:

- Conception des antennes planaires en utilisant d'autres techniques de miniaturisation.
- L'application de ces techniques sur les antennes à plusieurs ports (antennes MIMO).
- L'amélioration du gain des antennes électriquement petites (ESA).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Panagiotis Blanos, National Technical University of Athens, University of Patras, "Miniaturization of Implantable Antennas for Medical Applications", June 2013.
- [2] Salima Azzaz Rahmani et Noureddine Boukli Hacene, "Analyse des antennes imprimées en anneaux concentriques : Etude et simulation des antennes imprimées fonctionnant en multibandes", avril 2012
- [3] Rouibah Ammar, Université Ferhat Abbas Setif, "Étude d'une Antenne Microrubande Forme Arbitraire par la Méthode FDTD ",28/10/2009
- [4] J. N. Sahalos, "Orthogonal methods for array synthesis, Theory and the ORAMA computer tool", John Wiley & Sons Ltd, ISBN-10 0-470-01741-4, 2006
- [5] A. A. Alshehri, "Novel ultra wideband antennas for wireless systems", Thèse de master présentée à l'université de Concordia, Montréal, Quebec, Canada, 2008.
- [6] C. A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", 3rd edition, John Wiley & Sons, INC, ISBN : 0-471-66782-X, 2005
- [7] E. Randrianarison, Influence de la diffraction dans la propagation en télécommunication, DEA Télécommunication ESPA, 2006.
- [8] A. Busson, Lois Générales de l'électrotechnique, Tome I, Introduction à l'électrotechnique, Electrostatique, Collection du CNAM sous la direction de L. Ragey, 1963.
- [9] A. Dupret et A. Fischer, Cours de Télécommunication, Département Génie Télécom et Réseaux, IUT DE VILLETANEUSE, 2002.
- [10] M. V. Andriantsihoarana, la prépondérance de l'hyperfréquence dans la télécommunication, 2005.
- [11] R. Brown, Les Télécommunications, Librairie Larousse, Paris, 1971
- [12] Microsoft Corporation, Encyclopédie numérique Microsoft Encarta, 2008.
- [13] http://fr.wikipedia.org/wiki/General_Packet_Radio_Service
- [14] M. CORRIVEAU "Modélisation et conception d'une antenne micro-onde de type microruban avec radome", université du Québec, 2006.
- [15] M. Ney, "Simulation électromagnétique - outils de conception", Techniques de l'Ingénieur, e 1030, 2012, pp. 1-21.
- [16] Touati Mohamed Houssein Eddine." Conception et Simulation d'une antenne microruban circulaire" Université Mohamed Khider Biskra,2014.

