REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE LA TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DU GENIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de Fin d'études

Présenté pour l'obtention du Diplôme de Master

Filière : Systèmes des télécommunications

Spécialité : Systèmes des télécommunications

Thème

'' Etude et Simulation des paramètres d'une antenne patch rectangulaires 2.45GHz, sous l'effet de la température ''

Préparé et présenté par :

M. BENMEZIANE Mohamed

M. SALEMI Salah Eddine

Proposé et dirigé par :

M. MIMENE BAKHTI

Année universitaire : 2020 – 2021

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents qui ont toujours été a mes cotés pour me soutenir et m'aider à faire des choix importants, ils ont tout mis a ma disposition pour que j'étudie dans les meilleurs conditions possible,

Je vous dois ce que je suis aujourd'hui grâce à votre amour, votre patience et vos innombrables sacrifices. Que ce modeste travail, soit pour vous une petite compensation et reconnaissance envers tout ce que vous avez fait pour moi, que Dieu les bénissent et que leurs vie soit longue.

À mon frère, mes sœurs et toute ma famille comme témoignage de mon profond respect.

À tout mes amis sans exception.

À mon encadreur M. MIMENE BAKHTI pour ses précieux conseils, ses incessants encouragements et la confiance qu'il nous avons témoigné.

MOHAMED

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes parents, aucun hommage ne pourrait être à la hauteur du soutien qu'ils m'ont donné.

A ma famille et à mes amis qui ont contribué de prés ou de loin pour que ce travail se réalise,

Que toute personne m’ayant aidé de près ou de loin, trouve ici l’expression de ma reconnaissance.

À notre promoteur Mr. MIMENE BAKHTI.

Salah Eddine

Remerciements

En premier lieu, nous remercions Dieu le tout puissant pour

la force, la santé et la volonté qu'il nous a toujours donné et que
sans lui rien n'aurait accompli.

Un grand merci à Monsieur MIMENE BAKHTI

de nous avoir honorés par son encadrement, pour sa encourager, son soutien moral,

sa modestie, les connaissances fructueuses et de sa disponibilité permanente tout au long de ce modeste travail.

Nous tenons également à remercier les membres du jury, pour l'honneur qu'ils nous accordé, en acceptant de juger notre travail.

Nous tenons aussi à remercier nos chères familles pour leur soutient, leur engagement et leur amour inconditionnel.
Nous expriment également nos remerciements les plus sincères à toutes les personnes qui ont contribué de prés ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.

الملخص

ركّز عملنا على هوائيات الرقعة. عالجنا الهوائيات بشكل عام، وكذلك خصائصها، ثم عالجنا الهوائيات المطبوعة بشكل خاص، مزاياها وعيوبها، تقنيات تغذيتها وأساليب تحليلها. والهدف من عملنا هو دراسة تأثير التباين في درجة الحرارة على خصائص هوائي الرقعة المستطيلة للمواد الفرعية المختلفة، المحاكاة باستخدام برمجيات المحاكاة HFSSالكهرومغناطيسية، مع مناقشة النتائج المتحصل عليها.

الكلمات الرئيسية: الشريط المصغر، التباين في درجة الحرارة، المواد العازلة، الهوائي المصغر المستطيل

Résumé

Notre travail s'est porté sur les antennes Patch. Nous avons traité les antennes en général, ainsi que leurs caractéristiques, ensuite nous avons traité les antennes patch en particulier, leurs avantages et inconvénients, leurs techniques d'alimentation et leurs méthodes d'analyses. L'objectif de notre travail est d'étudier l'effet de la variation de température sur les caractéristiques de l'antenne patch rectangulaires pour différents matériaux de substrat, la Simulations se fait à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique HFSS, où les résultats sont discutés pour différents cas.

Mots clés : Micro-ruban, variation de température, Les matériaux diélectriques, antenne microbande rectangulaire.

Abstract

Our work has focused on the Patch antennas. We treated the antennas in general, as well as their characteristics, and then we treated the patch antennas in particular, their advantages and disadvantages, their feeding techniques and their methods of analysis. The objective of our work is to study the effect of temperature variation on the characteristics of the rectangular patch antenna for different substrate materials, Simulations using HFSS electromagnetic simulation software. And the results are discussed.

Keywords: Microstrip, temperature variation, Dielectric materials, rectangular Microstrip antenna.

.

TABLE DES MATIÈRES

Dédicace i
Remerciements..... iii
Table des matières vi
Liste des figures viii
Liste des tableaux x
Liste des acronymes xi

Introduction générale

Introduction générale 1

CHAPITRE I : Généralités sur les antennes.

I.1 Introduction..... 3
I.2 Définition de l'antenne..... 3
I.3 Caractéristiques des antennes..... 3
I. 3.1 L'impédance d'entrée..... 3
I.3.2 Diagramme de rayonnement..... 4
I.3.3 La bande passante et la fréquence de résonance 6
I.3.4 Angle d'ouverture..... 7
I.3.5 Polarisation d'une antenne..... 7
I.3.6 Facteur de qualité..... 8
I.3.7 Le gain 8
I.3.8 Rendement 8
I.3.9 Le VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)..... 9
I.4 Les types des antennes..... 10
I.5 Conclusion..... 10

CHAPITRE II : Les antennes patch.

II.1 Introduction..... 11
II.2 Description d'une antenne patch 11
II. 2.1 Les différentes formes d'une antenne patch..... 12
II.2.2 Les Substrats..... 12

II.2.3 Critères de choix du substrat…….....13

II.2.4 Les matériaux diélectriques utilisés …….....13

A- Les matériaux céramiques …….....13

B- Les matériaux semi-conducteurs …….....14

C- Les matériaux synthétiques …….....14

II.3 Techniques d'excitation d'une antenne patch micro-ruban …….....14

II.3.1 Alimentation par ligne micro-ruban…….....14

II.3.2 Alimentation par câble coaxiale …….....15

II.3.3 Alimentation couplée par fente (ouverture) …….....16

II.3.4 Alimentation couplée par proximité…….....17

II.4 Méthodes d'analyses des antennes microbandes…….....18

II.4.1 Méthodes analytiques (approximatives)…….....19

A- Modèle de la ligne de transmission …….....19

B- Modèle de la cavité …….....21

II.4.2 Méthodes numériques (rigoureuses) …….....22

A- Méthode des moments (MM)…….....22

B-Méthode des éléments finis (FEM)…….....22

C-Méthode des différences finies domaine temporel (FDTD)…….....23

II.5 Principe de fonctionnement d'une antenne micro ruban…….....23

II.6 Avantages et inconvénients des antennes imprimées…….....24

II.7 Domaines d'applications …….....25

II.8 Conclusion…….....25

CHAPITRE III : Effet de la température sur les paramètres des Antennes Microbandes rectangulaires.

III.1 Introduction…….....26

III.2 Sensibilité à la température du l'antenne patch rectangulaire…….....26

III.3 Amélioration des relations de température…….....30

III.4 Effet de la température sur les antennes microbandes rectangulaires…….....32

III.5 Compensation de la température…….....32

III.6 Conclusions….....32

CHAPITRE IV: Simulation, résultats et discussion.

IV.1 Introduction…….....33

IV.2 Le logiciel de simulation HFSS…….....33

IV.2.1 Présentation du logiciel…….....33

IV.2.2 Principe de fonctionnement de HFSS…….....33

IV.2.3 Le processus du logiciel HFSS…….....33

IV.3 Procédure de conception d'une antenne rectangulaire ……..... .34

IV.4 Cahier de charge…….....35

IV.5 Simulation de l'antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban…….....36

IV.5.1 Les résultats de simulation pour le substrat de FR-4_epoxy…….....36

IV.5.2 Les résultats de simulation pour le substrat de Rogers RT/Duroid 5870.....41

IV.5.3 Les résultats de simulation pour le substrat de Teflon (PTFE) ……....42

IV.6 Simulation de l'antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban avec la variation de température……..... 43

IV.6.1 Les résultats de simulation pour le substrat de FR-4_epoxy……..... 43

IV.6.2 Les résultats de simulation pour le substrat de Rogers RT/Duroid 5870… 47

IV.6.3 Les résultats de simulation pour le substrat de Téflon (PTFE) …….. 50

IV.7 Comparaison des trois applications…….. 53

IV.8 Conclusions…….. 53

Conclusion Générale……..... 54

Bibliographie……

LISTE DES Figures

CHAPITRE I : Généralités sur les antennes.

Figure I.1: Représentation de l'impédance de l'antenne.....4

Figure I .2: diagramme de rayonnement d'une antenne directive..... 5

Figure1.3 : illustration de la bande passante à -10dB d'une antenne..... 6

Figure I.4 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes...7

Figure I.5: Polarisation du champ électromagnétique : a)linéaire, b) elliptique, c) circulaire.....7

Figure I .6: circuit équivalent d'une antenne en émission..... .9

CHAPITRE II : Les antennes patch.

Figure II.1 : Structure d'une antenne imprimée de forme quelconque…….....11

Figure II.2 : montre ces différentes formes……....12

Figure II.3 : alimentation par ligne micro-ruban……....14

Figure II.4 : alimentation par une ligne microbande (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche (d) adapté par ligne quart d'onde $\lambda/4$ (e) couplée par un écart…….....15

Figure II.5 : Alimentation par câble coaxiale…….....15

Figure II.6 : Antenne imprimée alimentée par fente…….....16

Figure II.7 : Antenne imprimée alimentée par proximité…….....17

Figure II.8 : Modèle de la cavité ……....21

Figure II.9: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire……...23

.

CHAPITRE III : L'effet de température sur paramètres des Antennes Microbandes rectangulaires.

Figure III.1 : Constante diélectrique mesurée (ε_r) et facteur de dissipation (tan δ) pour trois catégories (A, B, D) de stratifiés en téflon renforcé de verre…….. 27

Figure III.2 : Constante diélectrique mesurée (ε_r) et facteur de dissipation (tan δ) pour la catégorie C du stratifié de remplissage en céramique C…….. 27

CHAPITRE IV: Simulation, résultats et discussion

Figure IV.1 : Processus de simulation par HFSS…….....34

Figure IV.2 : Schéma de l'antenne selon le simulateur HFSS.....36

Figure IV.3 : Schéma du maillage……..... 36

Figure IV.4 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence…….. 37

Figure IV.5: Diagramme de rayonnement 3D : (a) Gain, (b) Champ électrique....….... 37

Figure IV.6: Détermination graphique de la bande passante d'une antenne patch….....38

Figure IV.7: Représentation du ROS en fonction de la fréquence…….....38

Figure IV.8: Diagramme de rayonnement de gain total (2D) suivant le plan H (phi=0°) et le plan E (phi=90°)……....39

Figure IV.9: La directivité totale…….39

Figure IV.10: distribution du champ électrique E……...40

Figure IV.11: distribution du champ H……...40

Figure IV.12: Densité de courant surfacique du patch……. .41

Figure IV.13: L et f_0 et ε_r en fonction de température pour le Rogers RT/Duroid 5870....44

Figure IV.14: Diagramme de rayonnement (2D) : (a) le gain à -10 ^{0}C. (b) le gain à 500 ^{0}C pour le Rogers RT/Duroid 5870…….....45

Figure IV.15 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence Sous l'influence de la température pour le matériau Rogers RT/Duroid 5870.....46

Figure IV.16: L et f_0 et ε_r en fonction de température pour le matériau FR-4.....47

Figure IV.17: Diagramme de rayonnement (2D) : (a) le gain a -10 ^{0}C. (b) le gain à 500 ^{0}C pour le FR-4.....48

Figure IV.18 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence Sous l'influence de la température pour le matériau FR-4. 49

Figure IV.19: L et f_0 et ε_r en fonction de température pour Téflon (PTFE).....50

Figure IV.20: Diagramme de rayonnement (2D) : (a) le gain à -10 ^{0}C. (b) le gain à 500 ^{0}C pour le matériau Téflon (PTFE).....51

Figure IV.21 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence Sous l'influence de la température pour le matériau Téflon (PTFE).....52

Liste des tableaux

Tableau II-1 : Comparaison des différentes techniques d'alimentation……..... 18

Tableau IV-1 : les matériaux de substrat……...35

Tableau IV-2 : Paramètres de l'antenne simulée avec FR-4_epoxy……..36

Tableau IV-3 : Les résultats de simulation pour le substrat de FR-4_epoxy…… 41

Tableau IV-4 : Paramètres de l'antenne simulée avec Rogers RT/Duroid 5870……....42

Tableau IV-5 : Les résultats de simulation pour le substrat de Rogers RT/Duroid 5870..42

Tableau IV-6 : Paramètres de l'antenne simulée avec le Teflon (PTFE)……..42

Tableau IV-7 : Les résultats de simulation pour le substrat de Teflon (PTFE)……...43

Tableau IV-8 : Les résultats de simulation avec variation de température pour le substrat de Rogers RT/Duroid 5870……..44

Tableau IV-9 : Les résultats de simulation avec variation de température pour le substrat de FR-4_epoxy…….47

Tableau IV-10 : Les résultats de simulation avec variation de température pour le substrat de Teflon (PTFE)…….40

Tableau IV-11: Résistance des matériaux aux changements de température……..….53

LISTE DES ACRONYMES

ROS: Rapport d'Onde Stationnaire.

BP: la bande passante.

MMIC: Microwave monolithic integrated circuit.

RADAR: Radio Detection and Ranging.

FDTD: Finite Difference Time Domain.

FEM: Finite Element Method.

MOM: Method of Moments.

HFSS : High Frequency Structure Simulation.

2D et 3D : Deux Dimensions et Trois Dimensions.

VSWR: Voltage Standing Wave Ratio.

ε_r : permittivité relative.

f_r : Fréquence de résonance.

h : Epaisseur du substrat.

L : Longueur.

L_{eff} : Longueur effective.

RF : Radio Frequency.

tan(δ): Tangente des pertes.

GPS : Global Positioning System.

MLT : modèle de la ligne de transmission.

Im : Imaginaire.

TCD $_k$ ou **α_ε :** le coefficient thermique de la constante diélectrique du substrat.

CTE ou **α_T :** le coefficient de dilatation thermique.

***k f* :** est le coefficient thermique d'expansion de fréquence (CTFE)

MSA: Microstrip patch Antenna.

RMSA: rectangular Microstrip patch Antenna.

Introduction générale

Introduction générale

Le système de communication permet l'échange d'informations dans le milieu naturel. Ces systèmes se composent de deux parties : la première partie est utilisée pour traiter les signaux électriques porteurs d'informations, et la seconde partie est utilisée pour convertir ce signal en ondes électromagnétiques rayonnant dans une direction donnée dans l'espace, ou inversement, pour le convertir depuis l'espace cette fois en un signal. Ces deux fonctions sont assurées par des dispositifs appelés antennes.

Aujourd'hui les antennes micro-ruban connaissent un grand intérêt chez les chercheurs à cause de leurs nombreuses utilisations dans les communications en haute fréquences. Cette large et importante utilisation de ces antennes est due essentiellement aux divers avantages qu'elles peuvent offrir par rapport aux antennes classiques tels que : faible poids, volume et épaisseur, coût de fabrication très faible, une production en série facile, possibilité de mise en réseau et l'intégration d'éléments discrets et la conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support [1],[21].

Une antenne patch fonctionne dans des conditions environnementales proches de ce qui est défini comme des conditions ambiantes ou des conditions standard. Cependant, dans de nombreuses applications, les antennes doivent également fonctionner dans des environnements difficiles caractérisés par des variations de température dans l'air et les applications spatiales.

L'objectif de ce mémoire est d'étudier et caractériser une antenne imprimée « patch ». Et étudier l'effet de la variation de température sur l'antenne patch pour différents matériaux de substrat. Trois matériaux sont choisis comme substrat et l'effet de la variation de température est étudié sur chaque matériau de substrat à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique HFSS (High fréquence structure simulator). Le présent travail est réparti sur quatre chapitres.

Le premier chapitre comprend quelques généralités sur les antennes ; On commence par donner une définition d'une antenne ainsi qu'il met en valeur les caractéristiques d'antennes telles que ; le diagramme de rayonnement, gain et directivité, la polarisation et la bande passante.

Dans le second chapitre, on donnera un aperçu historique concernant l'apparition et l'évolution des antennes microbandes et nous présentons ses différentes formes et ses techniques d'alimentation ; ses avantages et inconvénients ainsi que les différentes méthodes d'analyse et principe de fonctionnement.

Dans le troisième chapitre, L'effet de température sur paramètres des antennes microbandes rectangulaires. Ainsi la détermination et l'amélioration les équations générale pour la variation de température dans les antennes imprimées rectangulaires.

Le quatrième chapitre est divisé en deux parties, la première partie consiste à simuler une antenne microbande rectangulaire alimentée par une ligne micro ruban, la deuxième partie consiste à simuler l'effet de la température sur les caractéristiques de l'antenne microbandes rectangulaires par l'utilisation des relations de température et le logiciel de simulation HFSS.

Enfin, on terminera par une conclusion générale.

Chapitre I

GENERALITES SUR LES ANTENNES

1. Introduction

Ce chapitre a pour but la présentation des différents types d'antennes appliquées dans le domaine de la communication. Il met en valeur les caractéristiques générales de l'antenne comme le diagramme de rayonnement, l'angle de l'ouverture, directivité, gain et polarisation.

2. Définition de l'antenne

Une antenne d'émission est un élément conducteur qui transforme l'énergie électrique en énergie de rayonnement électromagnétique. Une antenne de réception convertit un rayonnement électromagnétique en courant électrique. La même antenne peut servir en émission qu'en réception : réciprocité des antennes.

Les antennes sont utilisées dans des gammes de longueur d'onde très différentes pour un très grand nombre d'applications dont nous citons quelques exemples :

• Ondes kilométriques (30 à 300khz) (LF) et hectométriques (300 à 30000khz) (MF) pour la radiodiffusion à modulation d'amplitude, les liaisons avec les sous-marins, navigation, radio de la garde côtière, etc.

• Ondes décamétriques (3 à 30mhz) (HF) pour les liaisons intercontinentales ou maritimes, téléphone, télégraphe, station radioamateur, etc.

• Ondes métriques (30 à 300mhz) (VHF) pour la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision et les communications et radionavigation aéronautiques, etc.

• Ondes décimétriques (300 à 3000mhz) (UHF) pour la télévision, le radar et les liaisons avec les mobiles.

• Ondes centimétriques (3 à 30GHz) (SHF) pour les liaisons terrestres par faisceaux hertziens et les liaisons spatiales, radars d'avions embarqués militaires, liaisons micro ondes, téléphone mobile, etc.

• Ondes millimétriques (30 à 300GHz) (EHF) pour les radars, l'expérimental [34].

3. Caractéristiques des antennes

3.1. L'impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée d'une antenne est définie comme le rapport entre la tension et le courant aux terminaux de l'antenne ou comme le rapport entre les composantes appropriées des champs électriques et magnétiques.

L'expression de l'impédance d'entrée d'une antenne Z_{ant} se décompose en une partie réelle R_{ant} et une partie imaginaire X_{ant} et s'écrit comme suit :

$$\boldsymbol{Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant}} \qquad \text{(I.1)}$$

Z_{ant} : impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

La partie réelle de l'impédance R_{ant} regroupe une partie due aux pertes ohmiques et diélectriques des matériaux et la résistance de rayonnement de l'antenne et elle s'écrit comme suit :

$$R_{ant} = R_{pertes} + R_{ant} \qquad \text{(I.2)}$$

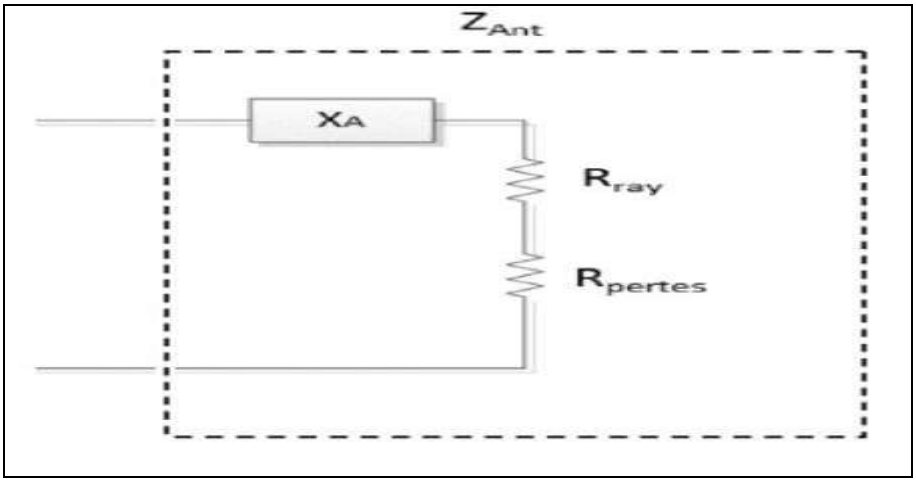


Figure I.1: Représentation de l'impédance de l'antenne [36].

Pour s'assurer que la puissance a été transférée de l'alimentation vers l'antenne, il est nécessaire d'avoir une adaptation d'impédance. Le transfert maximal de puissance est obtenu lorsque l'impédance de l'alimentation est égale à l'impédance conjuguée de l'antenne et comme S_{11} est fonction de la fréquence alors Zant varie aussi avec la fréquence. Cette impédance d'entrée en fonction de S11 est donnée par la formule [36] :

$$Z_{ant} = Zc^* \frac{1+S11}{1-S11} \qquad \text{(I.3)}$$

3.2 Diagramme de rayonnement

La représentation graphique de la fonction caractéristique de l'antenne porte le nom de «diagramme de rayonnement ». C'est la représentation du rayonnement en 2D ou 3D de la puissance, du gain ou du champ électrique rayonné.

En général, le diagramme de rayonnement est relevé dans deux plans qui sont : **le plan E** (plan vertical) et **le plan H** (plan horizontal) ceux sont respectivement les plans pour lesquels les champs électriques et magnétiques atteignent leurs valeurs maximales. C'est un diagramme qui représente les variations de la puissance que rayonne l'antenne par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace. En réalité l'énergie rayonnée est répartie inégalement dans l'espace certaine directions sont privilégiées ce sont les lobes de rayonnement.

Un type plus pratique est l'antenne directionnelle qui rayonne plus de puissance dans certain directions et moins de puissance dans d'autres directions. Le diagramme de rayonnement de l'antenne directive est représenté dans la « Figure I-2 ».

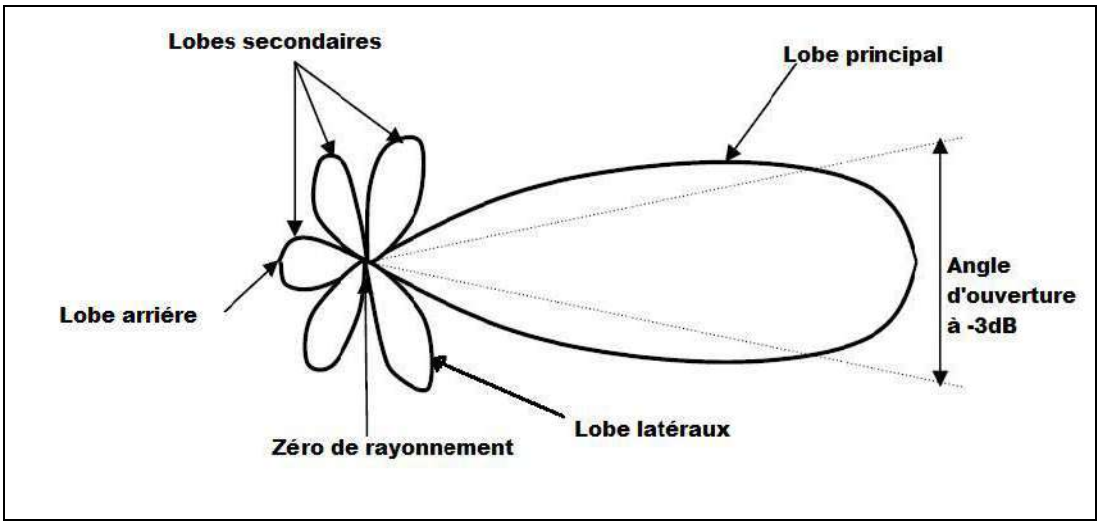


Figure I .2: diagramme de rayonnement d'une antenne directive.

- **Un lobe principal :** C'est le lobe de rayonnement contenant le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement.
- **Un angle d'ouverture :** C'est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable. Plus cet angle est étroit plus l'antenne est directive.
- **Des lobes secondaires :** Ils représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables.
- **Un lobe arrière :** C'est le lobe secondaire présent dans la direction opposé à 180° du lobe principal [19].

3.3 La bande passante et la fréquence de résonance

La bande passante d'une antenne définit la plage de fréquence dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil fixé arbitrairement.

On déduit souvent la bande passante à partir de la courbe de son coefficient de réflexion inferieur à -10 dB.

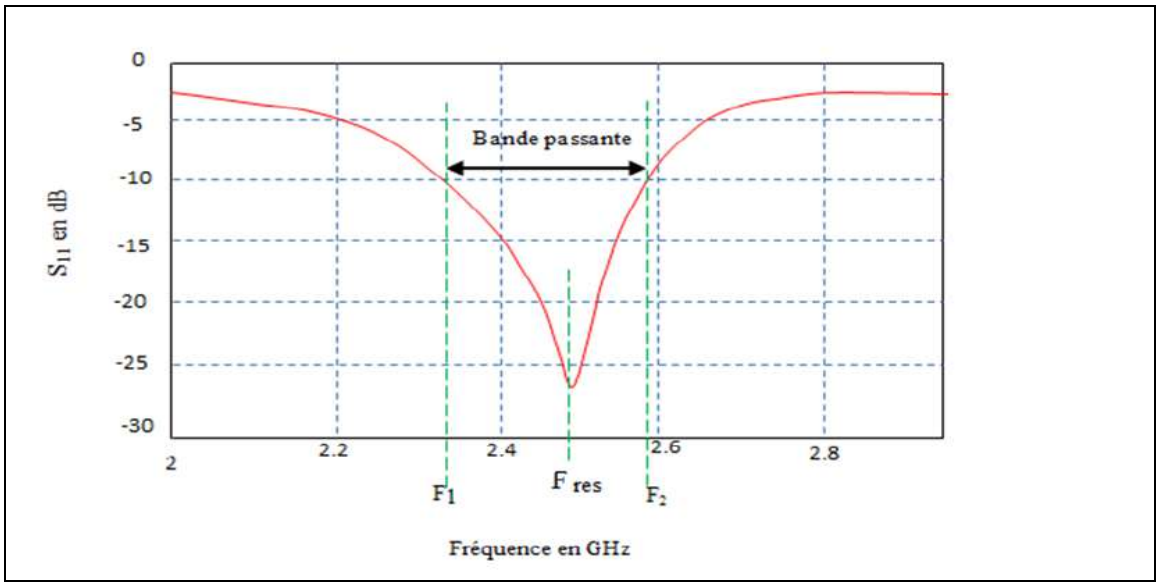


Figure1.3 : illustration de la bande passante à -10dB d'une antenne.

Cette figure représente le paramètre d'une antenne en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante a -10 dB.

La fréquence de résonnance, correspond à la fréquence pour laquelle l'antenne est la mieux adaptée, c'est-à-dire pour laquelle le coefficient de réflexion est la plus faible.

Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minimas donc plusieurs fréquences de résonance.

$$B = \frac{f2 - f1}{fres} \qquad (I.4)$$

Avec f_1 et f_2 la fréquence maximale et la fréquence minimale entre lesquelles le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB (voire -6dB) et fres la fréquence centrale.

Afin de comparer des structures des antennes, on exprime souvent la bande passante BP d'une antenne en pourcentage par rapport à la fréquence de résonance [29].

$$BP(\%) = \frac{f2 - f1}{fres} * 100 \qquad (I.5)$$

3.4 Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture est l'angle que font entre elles les deux directions du lobe principal selon lesquelles la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal. La figure 1.4 présente un exemple de présentation diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes.

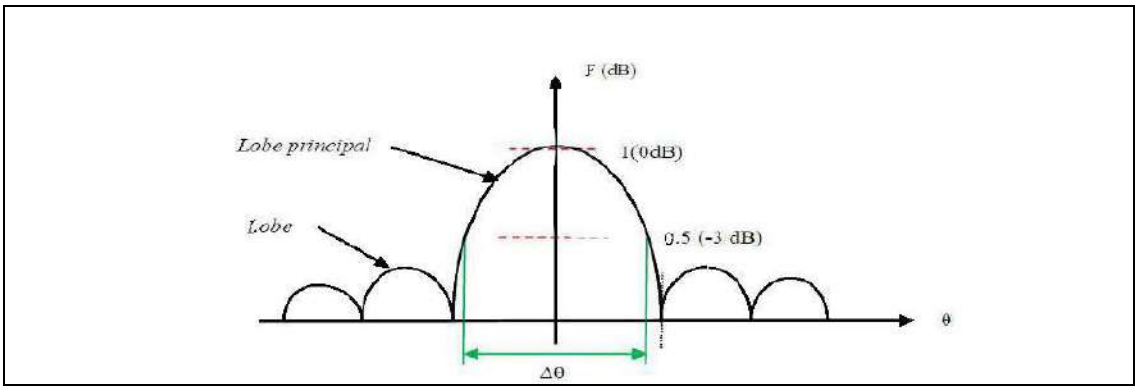


Figure I.4 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées Cartésiennes [35].

3.5 Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une onde est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes. En effet selon la constitution de l'antenne, elle ne recevra qu'une certaine forme de polarisation. La polarisation du champ électromagnétique rayonne par une antenne est donnée par la direction du champ électrique E. Si *E* garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne (Figure I.**5**). Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si, en un point donne, on schématise les positions successives de *E*, l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse. On dit alors que le champ rayonne est a polarisation circulaire ou elliptique [19].

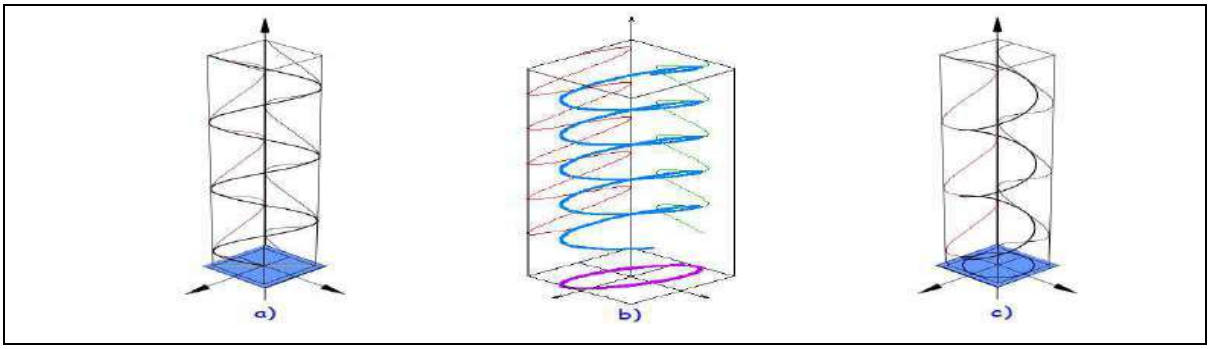


Figure I.5: Polarisation du champ électromagnétique : a)linéaire, b) elliptique. c) circulaire.

3.6 Facteur de qualité

D'un point de vue électrique, nous avons vu que l'antenne pouvait être vue comme un circuit résonant RLC .La bande passante BW (bande passante à 3dB de la valeur du champ) est liée au facteur de qualité Q du circuit RLC.

A la fréquence de résonance f_{res}, Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente lors de la résonance (pour un circuit résonant série équation ….).

$$Q = \frac{fres}{BW} \qquad (I.6)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{Rant}{2*pi*fres*Lant} \qquad (I.7)$$

Une antenne avec un fort facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence étroite, ce qui peut limiter les interférences hors bande. Cependant, si la bande passante est trop étroite, tout signal émis ou reçu près des bornes de la bande de fréquence de fonctionnement sera atténué. Une antenne avec un faible facteur de qualité est considérée comme large bande si la fréquence supérieur f_2 est au moins égale à environ deux fois la fréquence inférieur f_1[26].

3.7 Le gain :

D'une façon générale, une antenne rayonne une puissance qui varie en fonction de la direction considérée. On appelle gain $G(\theta, \Phi)$ d'une antenne dans une direction (θ, Φ), le rapport de la puissance $P(\theta, \Phi)$ dans cette direction à la puissance $P_0(\theta, \Phi)$ que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation , il est donné par la relation [21]:

$$G(\theta, \Phi) = \frac{P(\theta,\Phi)}{P0(\theta,\Phi)} = 4*pi * \frac{P(\theta,\Phi)}{Pa} \qquad (I.8)$$

Pa : la puissance d'alimentation.

Le gain et la directivité sont liés par l'équation suivante :

$$G(\theta, \Phi) = \eta * D(\theta, \Phi) \qquad (I.9)$$

3.8 Rendement :

Pour une antenne donnée, la puissance rayonnée Pr est généralement inférieure à la puissance d'alimentation Pa, le rendement d'une antenne est alors défini comme étant le rapport de la puissance totale Pr qu'elle rayonne à sa puissance d'alimentation Pa.

On la note η [38]: $\eta = \frac{Pr}{Pa}$ (I.10)

Et avec d'autre définition le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation. Elle est exprimée par [28]:

$$\eta = \frac{Rr}{(Rr+Rp)} \quad (I.11)$$

Ou :

Rr: Resistance liée a son rayonnement.

R_L : Resistance liée aux pertes de l'antenne.

3.9 Le VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)

Pour qu'une antenne fonctionne efficacement, le transfert maximum de puissance doit être entre l'émetteur et l'antenne. Ce transfert ne s'effectue pas s'il n'y a pas adaptation entre l'entrée de l'antenne et l'émetteur «Figure I-6». La puissance peut être transférée si l'impédance de l'émetteur est le complexe conjugué de l'impédance de l'antenne :

$$Z_{in} = Z_s^* \quad (I.12)$$

Avec l'impédance de sortie de l'émetteur:

$$Z_s = R_s + jX_s \quad (I.13)$$

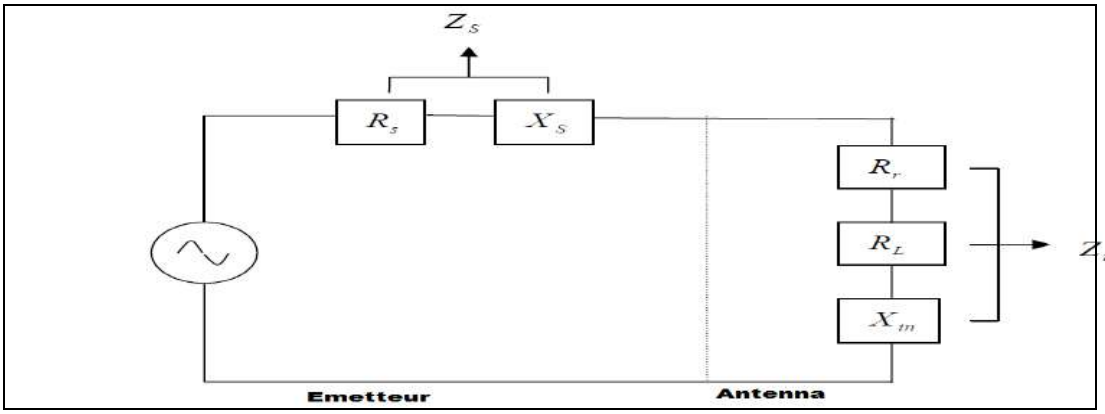


Figure I .6: circuit équivalent d'une antenne en émission.

Si cette condition n'est pas satisfaite, et une partie de la puissance est réfléchie, cela conduit à la création d'ondes stationnaires, qui peut être caractérisé par un paramètre appelé le rapport d'ondes stationnaires (ROS) ou bien VSWR.

Le VSWR est donné par Markov par [2] :

$$VSWR = \frac{(1+|S11|)}{(1-|S11|)} \quad (I.14)$$

Avec :

$$S_{11} = \frac{Vr}{Vi} = \frac{(Zin-Zs)}{(Zin+Zs)} \qquad (I.15)$$

Ou :

Vr : Amplitude de l'onde réfléchie.

Vi : Amplitude de l'onde incidente.

Le VSWR minimal correspondant à une bonne adaptation. Une bonne conception d'antenne doit avoir une impédance de 50 Ω à 75 Ω [37].

4. Les types des antennes

Les antennes sont réparties en plusieurs catégories selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau, et la bande passante [35].

- Selon la forme géométrique:

  - antennes filaires : dipôle, boucle, spirale.
  - antennes à ouvertures : cornet, fente.
  - antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale.

- Selon le gain:

  - gain élevé : planaire.
  - gain moyen : cornet.
  - gain bas : dipôle, fente, patch.

- Selon la forme du faisceau:

  - omnidirectionnelle : dipôle.
  - faisceau étroit : planaire.
  - faisceau large : antenne réseau.

- Selon la largeur de bande :

  - bande large : spirale.
  -bande étroite : patch, fente.

I.4 Conclusion

La maitrise de la théorie des antennes est plus que nécessaire, elle nous permet de comprendre leur comportement à des différentes gammes de fréquences. Car pour toute application, il faut choisir des caractéristiques bien conforme au standard spécifie.
Après ce passage, on présente l'antenne imprimé (patch) qu'on détaillera dans le chapitre suivant.

Chapitre II

LES ANTENNES PATCH

1. Introduction

Pour répondre aux besoins actuels du domaine des télécommunications, les concepteurs de micro-ondes doivent développer des dispositifs basés sur des antennes planes. Le concept d'antennes imprimées est apparu dans les années 1950, mais il a fallu attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations, essentiellement réservées aux applications militaires, et les années 1990 pour une véritable transition vers le stade industriel [37].

Deux avantages majeurs conduiront à un développement très important de ce type d'antenne:

- Leur faible coût de production et leur capacité d'intégration.

Ce chapitre est consacré à la présentation des différents aspects relatifs aux antennes patch. Nous d'abord avec la structure et les techniques d'alimentation utilisées, puis nous examine les modèles analytiques de ce type de construction et conclut le chapitre par un bref aperçu domaines d'application et certains avantages et inconvénients des antennes imprimées.

2. Description d'une antenne patch

Dans sa structure de base (Figure II.1), une antenne imprimée est constituée d'un conducteur métallique de forme arbitraire, déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse, utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par l'effet joule et amélioré la bande passante de l'antenne [19].

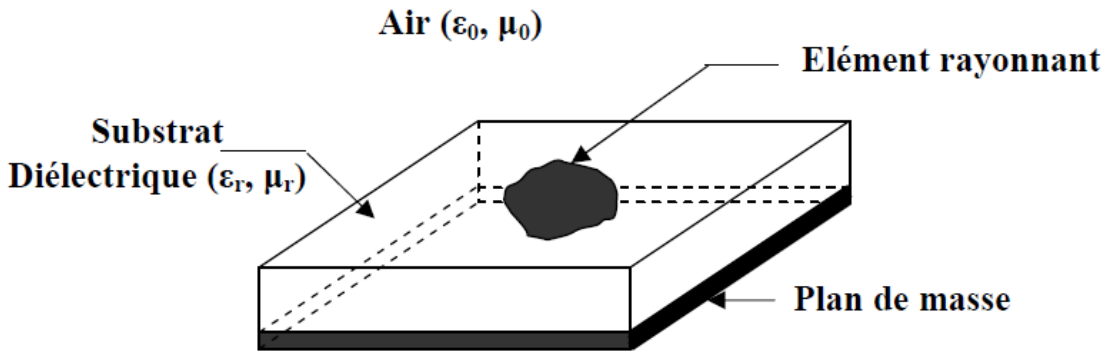


Figure II.1 : Structure d'une antenne imprimée de forme quelconque.

Généralement, pour une structure rectangulaire, la longueur « L » de la pastille est de **$0{,}3333\ \lambda_0 < L < 0{,}5\ \lambda_0$** ou λ_0 est la longueur d'onde en espace libre. Le patch est

sélectionné pour être très mince de telle sort que $\mathbf{t << \lambda_0}$ (ou t est l'épaisseur patch). La hauteur « h » du substrat diélectrique est généralement $\mathbf{0.003\ \lambda_0 \leq h \leq 0{,}05\ \lambda_0}$. Le constant diélectrique du substrat «ε_r» est typiquement dans la gamme $\mathbf{2.2 \leq \varepsilon_r \leq 12}$ [1].

2.1 Les différentes formes d'une antenne patch

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication. Généralement les caractéristiques de l'antenne dépendent de la forme et des dimensions du patch ; de l'épaisseur et de la constante diélectrique du substrat et de la technique d'excitation [30].

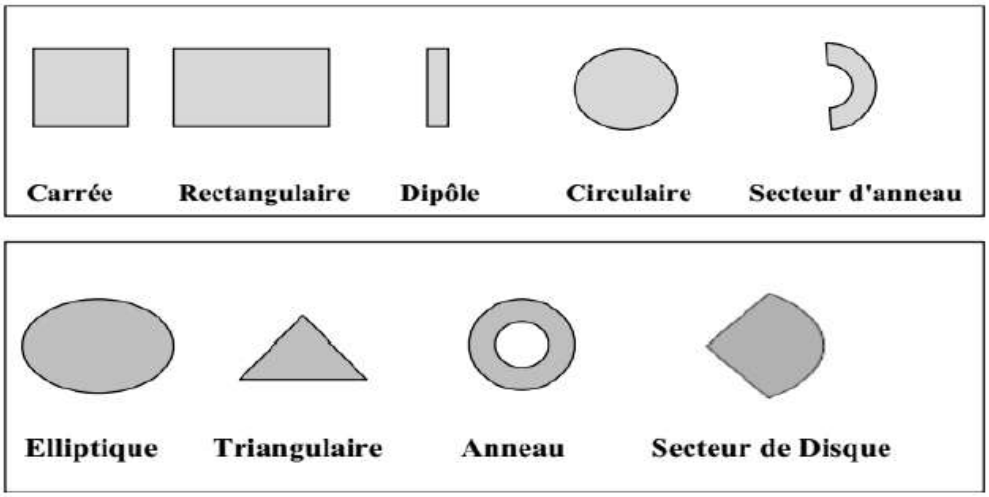


Figure II.2 : montre ces différentes formes [1].

2.2 Les Substrats

Un substrat diélectrique composé d'un matériau isolant, d'épaisseur généralement faible devant la longueur d'onde et de permittivité relative, il est utilisé pour augmenté la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par effet de joule et amélioré la bande passante de l'antenne [31].

Il existe une multitude de matériaux diélectriques pour les substrats. Les paramètres importants sont : le diélectrique $\mathbf{(2 < \varepsilon_r < 16)}$ dans la bande RF ou micro-ondes.

Les pertes dans le diélectrique qui sont représentés par une tangente $\mathbf{(0.0001 < \delta < 0.06)}$ ou la partie imaginaire de la constante diélectrique [3]. La classe des valeurs du constant

diélectrique du substrat s'étale de 2.2 à 12 pour opérer aux fréquences allant de 1 à 100GHz [20]

2.3 Critères de choix du substrat

Les substrats ont aussi des qualités comme les métaux, leurs propriétés électromagnétiques sont essentiellement caractérisés par trois grandeurs physiques: le conductivité, constante diélectrique relative et angle de perte. Les substrats utilisés dans la conception des antennes imprimées sont nombreux et doivent être compatibles avec matériel de patch [21].

Il doit répondre à certaines exigences, en particulier [22] :

- La conservation de la forme originale.

- La stabilité en température (pour soudure) et aux conditions atmosphérique.

- L'uniformité de la permittivité relative et de la hauteur (sur de grandes plaques).

- de faible pertes diélectriques (tan (δ) $\leq 3.10^{-3}$) pour une meilleure efficacité.

- Une résistance aux produits chimiques (pour la phase de photolithographie)

- Une faible rugosité.

- Une facilité d'usinage**.**

2.4 Les matériaux diélectriques utilisés

Un grand nombre de substrats diélectriques est disponible pour les différentes Application, et se divisent en différentes catégories [23] :

- **Les matériaux céramiques :** ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et une bonne rigidité, mais ils sont cassables et donc fragiles et présentent de faibles pertes (tan<10^{-3}). Leurs permittivités sont pour la plupart élevées (entre 11 et 10), comme le Saphir, l'oxyde de Beryllium (BeO), le Rubile (TiO2), ils sont couramment employés pour les circuits micro-rubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine (Al2O3).

- **Les matériaux semi-conducteurs** : généralement réduite pour réaliser des résonateurs destinés à des applications dans le domaine millimétrique, comme le Arséniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si).

- **Les matériaux synthétiques** : la plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques, faible permittivité relative (2 à 3) avec de faibles pertes (tg (δ) ≤ 0,003). on trouve : le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc...

Les autres matériaux utilisés sont : les matériaux ferromagnétiques, les matériaux photoniques, les matériaux chiraux et les matériaux composites.

3. Techniques d'excitation d'une antenne patch micro-ruban

Les antennes microbandes peuvent être alimentées par une variété de méthodes. Ces méthodes peuvent être classifiées en deux catégories, avec contact et sans contact. Dans les méthodes avec contact, la puissance de RF alimente directement la plaque rayonnante en utilisant un élément de connexion tel qu'une ligne micro-ruban. Dans les techniques sans contact, le couplage de champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne micro-ruban et le patch rayonnant [1].

Les quatre techniques d'alimentation les plus populaires utilisées sont la ligne micro-ruban, la sonde coaxiale (techniques avec contact), le couplage par ouverture, le couplage par proximité.

3.1 Alimentation par ligne micro-ruban

La ligne microbande d'alimentation constitue également un élément rayonnant mais dont la largeur est généralement très inférieure par rapport à celle du patch. [1]

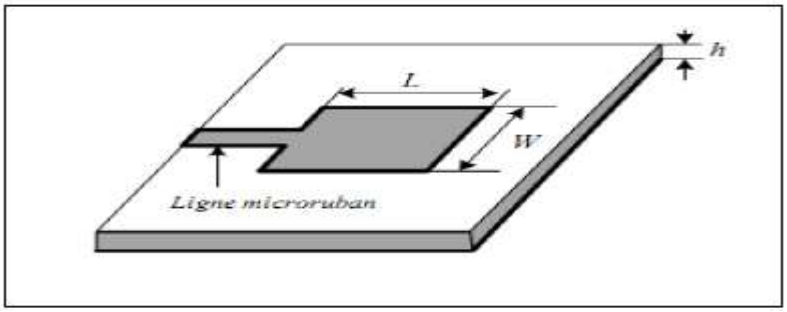


Figure II.3 : alimentation par ligne micro-ruban

L'alimentation peut se faire par**:**[23]

- Connexion directe avec une ligne micro-ruban (généralement de 50 W) dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant (figure II.4a).

- Décalage par rapport à cet axe de symétrie (figure II.4b).

- Alimentation axiale avec une encoche qui permet d'avoir une meilleure adaptation d'impédance (figure II.4c).

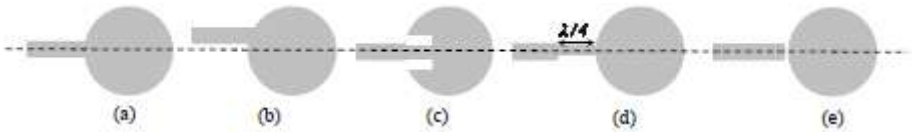


Figure II.4 : Alimentation par une ligne microbande (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche (d) adapté par ligne quart d'onde $\lambda/4$ (e) couplée par un écart

Ce genre d'alimentation a l'avantage qu'elle peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure planaire ; Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite. Cette technique est facile à réaliser, simple à modéliser et facilite l'adaptation d'impédance. [8]

3.2 Alimentation par câble coaxiale

Les aliments coaxiaux sont également largement utilisés. Le conducteur intérieur de la ligne coaxiale (parfois appelé sonde) est connecté au patch rayonnant, tandis que le conducteur extérieur est connecté au plan de masse, comme le montre la figure **II.5** [9].

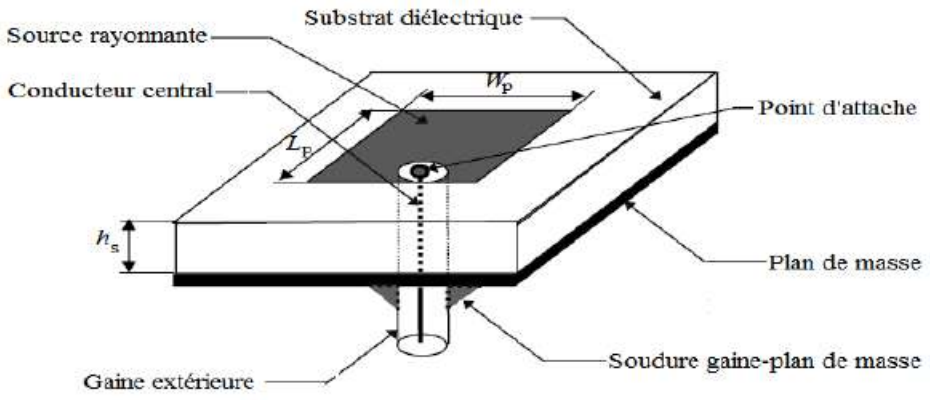


Figure II.5 : Alimentation par câble coaxiale.

Les principaux avantages de ce système d'alimentation sont [9] :

-La possibilité d'installer la sonde coaxiale à n'importe quel emplacement, à l'intérieur du patch, afin d'effectuer l'adaptation.

-En plus de sa facilité de réalisation, cette technique présente un faible rayonnement parasite et la ligne d'alimentation ne cause aucune perte par rayonnement.

Les inconvénients majeurs de cette technique sont [9] :

- Elle présente une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser.
- L'augmentation de la longueur de la sonde, pour des substrats épais, remet l'impédance d'entrée plus inductive.

3.3 Alimentation couplée par fente (ouverture)

Dans cette technique d'alimentation, l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation sont séparés par le plan de masse (Figure (II.6)). Le couplage entre ces deux éléments est réalisé grâce à une fente, insérée dans le plan de masse. La fente est généralement centrée sous le patch.

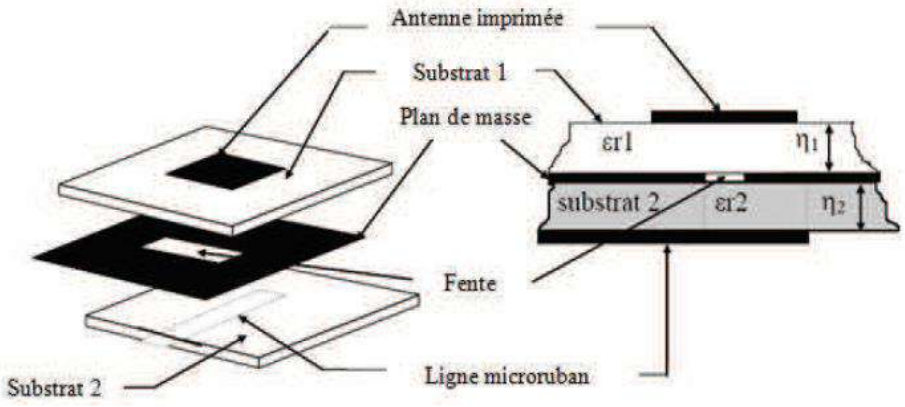


Figure II.6 : Antenne imprimée alimentée par fente. [24]

Généralement, un matériau ayant une constante diélectrique élevée est employé pour le substrat inférieur, alors qu'un matériau épais ayant une constante diélectrique faible est employé pour le substrat supérieur afin d'optimiser le rayonnement du patch [1].

L'avantage de ce type d'alimentation est de minimiser le rayonnement parasite. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication. [23]

3.4 Alimentation couplée par proximité

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Ce type d'alimentation est représenté sur la Figure II. 7, deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch de rayonnement est sur le substrat supérieur. [10]

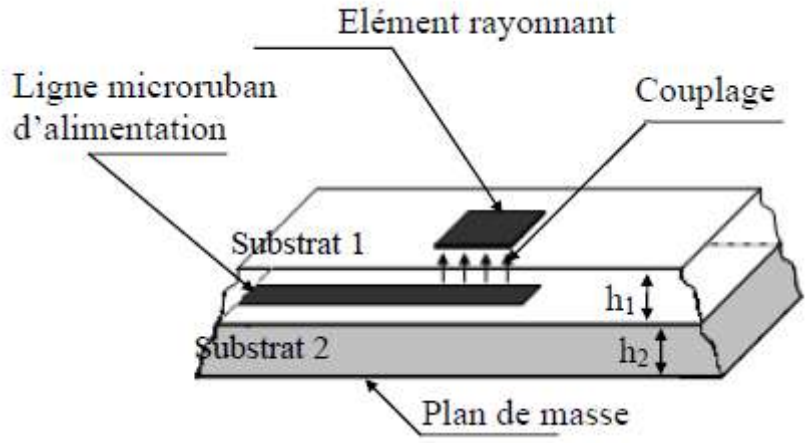


Figure II.7 : Antenne imprimée alimentée par proximité. [24]

L'avantage principal de cette technique d'alimentation est l'élimination du faux rayonnement d'alimentation et l'obtention d'une bande passante plus large (plus que 13%) et ce par l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne. [1]

L'inconvénient majeur de ce type d'alimentation est la difficulté de fabrication due à la superposition de deux couches diélectriques, et donc l'imprécision au niveau de l'alignement des couches.

Notons enfin qu'il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne et du coût [25].

Et le tableau (II-1) suivant récapitule les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation:

caractéristiques	Alimentation par ligne microstrip	Alimentation par câble coaxial	Alimentation avec fente	Alimentation par couplage de proximité
Rayonnement parasite d'alimentation	plus	plus	Moins	minimum
Fiabilité	meilleure	Faible à cause de la soudure	Bonne	Bonne
Facilité de fabrication	facile	Nécessite une soudure et un perçage	Nécessité d'alignement	Nécessité d'alignement
Adaptation d'impédance	facile	facile	Facile	facile
Bande passante (atteinte avec adaptation d'impédance)	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Tableau II-1 : Comparaison des différentes techniques d'alimentation. [30]

4. Méthodes d'analyses des antennes microbandes

Les antennes en technologie micro-ruban ont généralement un rayonnement bidimensionnel sur un substrat diélectrique et peuvent donc être classées comme composants planaires. Les objectifs de l'analyse d'antenne sont de prévoir les caractéristiques de rayonnement telles que des modèles de rayonnement, le gain, et la polarisation aussi bien que des caractéristiques des champs proches, telles que l'impédance d'entrée, la largeur de bande, le couplage, et l'efficacité de l'antenne. [32]

Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories: les méthodes analytiques simples, tels que le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité et les méthodes numériques rigoureuses telles que la méthode des moments, la méthode des éléments finis et la méthode des différences finies. [24]

4.1 Méthodes analytiques (approximatives)

Les méthodes analytiques prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques qui se produisent au sein de l'antenne, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Ces méthodes sont faciles pour calculer les différents paramètres. Parmi ces méthodes, on cite **:**

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

4.1.1 Modèle de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple. Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants. Ce modèle prend en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle. [21]

Ce modèle offre un bon aperçu physique, mais moins de certitude. Dans cette méthode, les principaux paramètres de la ligne sont l'impédance caractéristique et la constante de propagation effective. [26] Les pertes par rayonnement sont incluses dans le coefficient d'atténuation de la constante de propagation. Cependant, cette technique ne rend pas compte des effets des modes d'ordre supérieur. [21]

- **Caractérisation de l'antenne selon le M.L.T**

1/Constant diélectrique effectif :

Rappelons que les lignes du champ traversent deux milieux différents (l'air et le substrat), nous pouvons remplacer ce milieu inhomogène (air+substrat) par un seul milieu homogène de constante effective. L'expression de ε_{reff} est donnée par BALANIS [1] comme **:**

(pour $\frac{w}{h} \geq 1$)

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon r+1}{2} + \frac{\varepsilon r-1}{2} \left[1+12 \frac{h}{w}\right]^{-1/2} \qquad \text{(II.1)}$$

Avec :

- ε_{reff} : constante diélectrique efficace.
- ε_r : constante diélectrique du substrat.
- h : hauteur du substrat.

- W : largeur du patch.

2/Longueur du patch rectangulaire :

La longueur du patch est donnée par cette formule (selon le M.L.T) [1]

$$L_{eff} = L + 2\Delta l \qquad \text{(II.2)}$$

Tandis que l'extension ΔL est donnée par une formule approximative et pratique **[**1] :

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{reff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \qquad \text{(II.3)}$$

Avec :

L **:** Longueur physique réelle (sans compter l'extension due aux effets de bords)

Δl **:** Extension du champ dans les bords**.** $\frac{\Delta l}{h}$

λ_0 : Longueur d'onde proportionnelle à la fréquence de travail (fréquence de résonance).

L_{eff} : Longueur effective, $L_{eff} = \frac{\lambda 0}{2}$

$$L = L_{eff} - 2\Delta L = \frac{\lambda 0}{2} - 2\Delta L \qquad \text{(II.4)}$$

3/Largeur du patch conducteur :

Pour un rayonnement efficace, la largeur du patch conducteur est donnée par [1] **:**

$$w = \frac{v0}{2fr}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon r + 1}} \qquad \text{(II.5)}$$

Avec :

v_0 : vitesse de la lumière, $v_0 = 3 \times 10^8\ m/s$

f_r : Fréquence de résonance.

4/fréquence de résonance :

A titre d'illustration et pour un mode de propagation dominant TM_{010} (mode fondamental) la fréquence de résonance de l'antenne, sans tenir compte de l'effet des bords [1], est donnée par les relations (II.6), (II.7)**.**

$$f_{r010} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon r}\sqrt{\varepsilon 0 \mu 0}} = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon r}} \qquad \text{(II.6)}$$

En tenant compte des modifications apportées par l'effet des bords, cette fréquence devient:

$$f_{rc\,010} = \frac{1}{2Leff\sqrt{\varepsilon r}eff\sqrt{\varepsilon 0 \mu 0}} = \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\varepsilon 0 \mu 0}\sqrt{\varepsilon reff}} \qquad \text{(II.7)}$$

5/ Epaisseur du substrat :

La hauteur du substrat est donnée par la formule suivante [20] **:**

$$h \leq \frac{c}{4 f_{max}\sqrt{\varepsilon_r}-1} \qquad \text{(II.8)}$$

Avec :

f_{max} : est la fréquence maximale à partir de laquelle l'antenne peut fonctionner.

4.1.2 Le modèle de la cavité

Dans le modèle de cavité, la structure imprimée peut être assimilée à une cavité limité en haut par une plaque conductrice, en bas par un plan de masse et entouré de une surface latérale. Les deux plans conducteurs ont des murs électriques et le la surface latérale constitue le mur magnétique (Figure II.8**)**. Dans ce modèle, l'inconnu est le système de modèle de diffusion et leurs fréquences de résonance. [19]

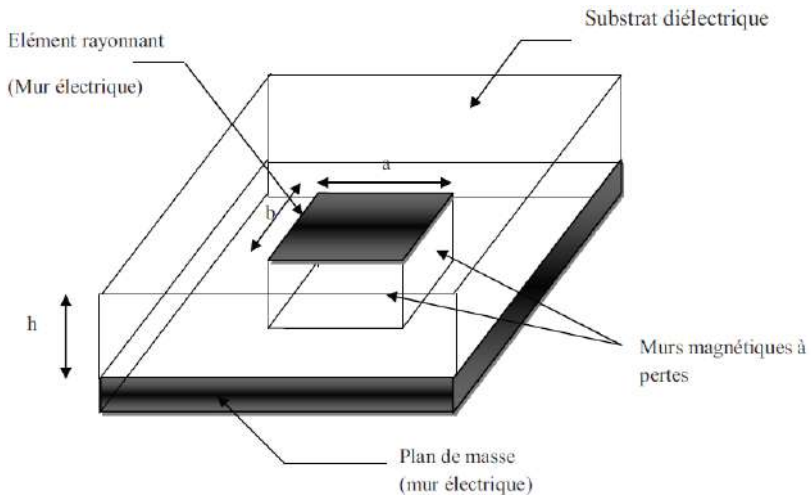


Figure II.8 : Modèle de la cavité [33].

Il permet, grâce aux équations de Maxwell et aux conditions aux limites sur les parois, de calculer le champ électrique à l'intérieur de l'élément rayonnant. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords de l'antenne [24].

4.2. Méthodes numériques (rigoureuses)

Dans les années 90, d'autres méthodes numériques sont apparues avec l'avancée des ordinateurs. Ces méthodes ne font l'objet d'aucune approximation et se révèlent très rigoureuses car aucune hypothèse initiale n'est faite. De plus, ces méthodes permettent

l'étude de résonateurs de formes très différentes et plus complexes, avec des temps de calcul plus longs [19].

Les techniques numériques sont basées sur la détermination de la distribution du courant sur la surface de l'élément conducteur et le plan de masse, dans le domaine fréquentiel ou temporel [27]. Parmi ces méthodes, on cite**:**

4.2.1 Méthode des moments (MM)

La méthode des moments a été la technique numérique la plus populaire pour modéliser et analyser les antennes depuis qu'elle a été présentée par Harrington dans les années 60. Cette méthode permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par calculateur [8]. Elle est basée sur la résolution d'une équation intégrale pour déterminer les densités des courants sur les surfaces des conducteurs de la structure.

La méthode des moments dans le domaine spectral nécessite 3 étapes [30] **:**

- Détermination de la fonction de GREEN
- Formulation de l'équation intégrale
- Résolution de l'équation intégrale par la méthode des moments

La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation [33].

4.2.2 Méthode des éléments finis (FEM)

La méthode des éléments finis est applicable aux dispositifs à micro-ondes de toute forme. Il est basé sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous la forme d'un maillage. Il consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui est l'un des points forts de cette méthode [31]

L'avantage de cette méthode réside dans la simplicité de traitement des structures et des matériaux les plus complexes inhomogène tout en tenant compte des dispersions. Cependant, par rapport à la méthode moments, il reste inefficace pour le traitement des conducteurs rayonnants [32].

4.2.3 Méthode des différences finies domaine temporel (FDTD)

L'application de cette méthode aux équations de Maxwell dans l'espace libre a été introduite pour la première fois par Yee en 1966 [32]. La méthode F.D.T.D (Finite Difference Time Domain) ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel est une approche numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le domaine temps. Elle consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées [24].

Le principal avantage de cette méthode est que sa formule est simple et qu'elle peut ensuite être calculée dans le domaine temporel d'une large bande de fréquences. Le temps de calcul augmente linéairement avec l'augmentation du nombre inconnu (ce n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis) [31].

5. Principe de fonctionnement d'une antenne micro ruban

Dans la configuration d'origine, le comportement de l'antenne est contrôlé par une sonde de courant connectée entre le champ rayonnant et le plan de masse, ce qui se traduira Par l'apparition et la répartition des charges générées. Au-dessus et au-dessous de l'élément, entre le plan de masse et le substrat [26].

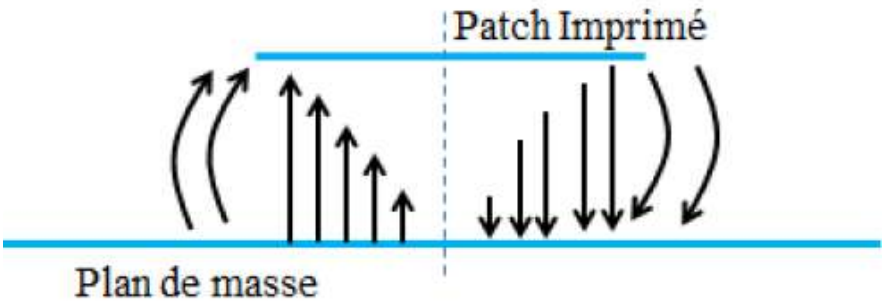


Figure II.9: Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire

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

6. Avantages et inconvénients des antennes imprimées

Bien que les antennes micro-ruban soient de plus en plus utilisées dans la technologie de fabrication des antennes imprimées, il faut souligner qu'en raison de ses caractéristiques non électriques, ce type d'antenne est généralement choisi plus favorablement que les autres antennes. Parmi les avantages de ces antennes, on peut citer [1], [21] **:**

- Faible poids, encombrement réduit, configurations conformes possibles.
- Faible coût de fabrication, production en masse possible.
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications.
- Antennes multibandes, multipolarisations possibles.
- Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave monolithic integrated circuit).
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Malgré les avantages précédemment cités, ces antennes ont des inconvénients de limitation d'utilisation tels que : [12]

- une bande passante très étroite.
- des pertes élevées dans le réseau d'alimentation.
- Excitation des ondes de surface (perte de rayonnement).
- supportent uniquement les faibles puissances.
- faible gain.
- difficulté d'élaborer des antennes à haute pureté de polarisation.

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes patch. Notamment, leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70 % en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant en réseau plusieurs antennes [26].

7.1 Domaines d'applications

En raison de ses nombreux avantages, par rapport à quelques inconvénients, les antennes imprimées sont utilisées dans de nombreux domaines: l'électronique grand public Système de technologie avancée. Parmi ces domaines, on peut citer **:** [4]

- Téléguidages des missiles**.**
- Radars (détecter les cibles en mouvement comme les personnes et les véhicules).

- antennes d'aviation, de télémétrie et de communication sur les liaisons communication entre navires ou satellites géostationnaires.
- armes intelligentes.
- Système GPS (les communications spatiales).

Il existe d'autres utilisations pour les antennes imprimées telles que la communication entres mobiles et dans des nouveaux domaines tels que la médecine ou le téléphone portable et radiation biomédicale**.**

8.1 Conclusion

Les antennes microbandes connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels des télécommunications, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Ces paramètres importants doivent être étudiés pour lui permettre de réaliser des antennes en fonction de son application. Par conséquent, ce chapitre présente un aperçu des antennes microbandes et des différentes méthodes d'analyse utilisées dans ce domaine.

Chapitre III

Effet de la température sur les paramètres des Antennes Microbandes rectangulaires

1. Introduction

Ces dernières années, les chercheurs se sont fortement intéressés au domaine des antennes patch en raison de leur faible coût, de leur facilité de fabrication et de leur

conformabilité. L'une des exigences les plus importantes pour une antenne est d'assurer la stabilité des paramètres de l'antenne en cas de modification des facteurs météorologiques, notamment en cas de changement de température. Au cours d'une année, la température ambiante en fonction de la position géographique peut varier de -50 ºC à +50 ºC Sous l'influence du rayonnement solaire ou d'autres facteurs, la limite supérieure de la température de chauffage de l'antenne peut atteindre des valeurs beaucoup plus grandes [13]. Dans ce cas, les propriétés du substrat souffrent de certaines variations. L'effet de cette variation sur le rendement global d'une antenne patch est très important à étudier dans une vaste gamme de températures. [14]

Par conséquent, l'objectif principal dans ce chapitre est d'examiner les effets des variations de température sur les caractéristiques des antennes rectangulaires. Les effets des changements de température sur les performances, la fréquence de résonance, l'impédance d'entrée, le rapport d'ondes stationnaires de tension et la perte de retour de l'antenne patch ont également été présentés.

2. Sensibilité à la température du l'antenne patch rectangulaire

La température du bruit d'une antenne sans perte est égale à la température du ciel et non à la température physique, et des températures plus élevées correspondent à une résistance au rayonnement plus élevée [5]. Dans le cas de l'antenne patch fixée sur un projectile qui vole sur une longue distance, la température sera un problème pour la performance de cette antenne. La température affecte la constante diélectrique du substrat et affecte également l'expansion du matériau qui augmentent ou diminuent le volume du diélectrique avec l'augmentation ou la diminution de la température [15].

De plus, la fréquence de résonance est fortement affectée par les dimensions du patch la perméabilité du substrat et les conditions de travail, le changement de fréquence relatif pour les changements dimensionnels peut être exprimé en termes de dimensions linéaires ou en termes de changements de température. [6]. L'expansion ou la contraction métallique de la pièce rayonnante due à un changement de température affecte la fréquence de résonance. Avec une augmentation de la température, la pièce métallique se dilate, Ce qui rend la dimension résonnante effective plus longue et, par conséquent, diminue la fréquence de fonctionnement [16].

Les antennes micro-ruban sont affectées thermiquement, ce qui entraîne des variations indésirables de leurs propriétés électriques. Les fig. III.1 et III.2 [17] illustrent les

caractéristiques comportementales des variations de température par rapport à la permittivité (constante diélectrique) de son substrat.

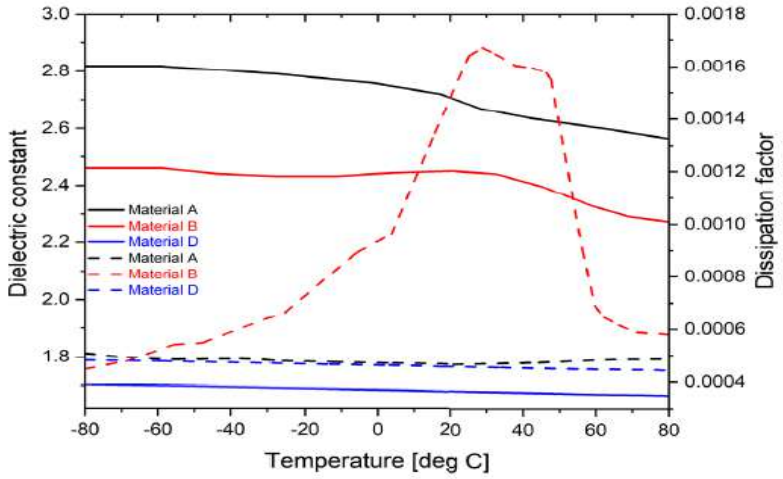


Figure III.1 : Constante diélectrique mesurée (ε_r) et facteur de dissipation (tan δ) pour trois catégories (A, B, D) de stratifiés en téflon renforcé de verre [17].

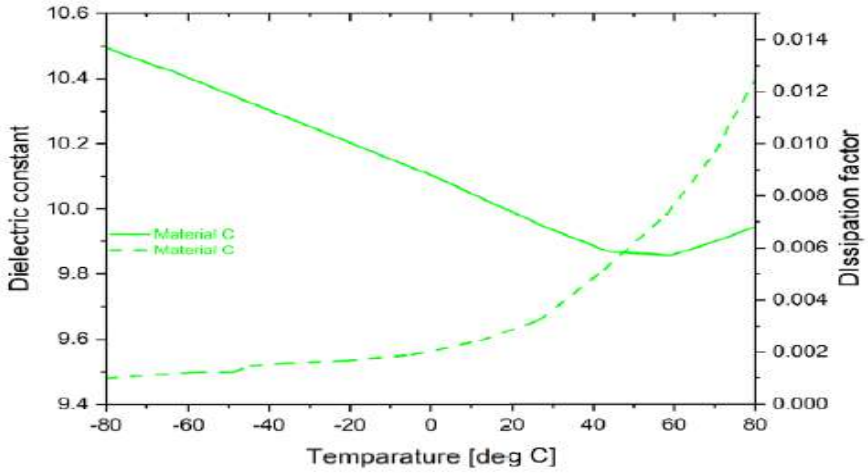


Figure III.2 : Constante diélectrique mesurée (ε_r) et facteur de dissipation (tan δ) pour la catégorie C du stratifié de remplissage en céramique C [17].

Les matériaux A et B comprennent des stratifiés à micro-ondes en verre téflon, tandis que C et D comprend des composites en céramique et en fibre de quartz respectivement. Les substrats sont caractérisés par des constantes diélectriques dont les valeurs diminuaient avec la température.

L'équation linéaire pour la relation entre la température et la constante diélectrique est illustrée dans l'équation suivante [14]:

$$\varepsilon_r = 0.00072\ T + \varepsilon_r\ (\text{à T} = 27^{o}\ \text{C}) \qquad (\text{III.1})$$

La dilatation thermique linéaire peut être calculée selon la formule suivante [7] :

$$\Delta L_{th} = L \times \alpha \times \Delta T \qquad (\text{III.2})$$

Avec :

ΔL_{th} : la dilatation en longueur.

L : la longueur d'origine à une certaine température.

α : le coefficient de dilatation thermique.

ΔT : la différence de température.

Ainsi, la dilatation thermique linéaire qui représente le rapport entre ΔL_{th} et L est donnée par [14] :

$$\frac{\Delta l_{th}}{l} = 7.2 \times 10^{-8} T^3 + 3.5 \times 10^{-8} T^2 + 0.013T - 0.26 \qquad (III.3)$$

On peut ainsi calculer l'effet de la température sur l'expansion des dimensions du substrat et sur la constante diélectrique de l'antenne patch. La nouvelle longueur ou largeur de l'antenne patch sera due à l'effet du champ de franges et de la dilatation thermique, de sorte que la nouvelle longueur ou largeur prendra la forme de l'équation [16]:

$$l = l_0 + \Delta l_{\text{franges}} + \Delta l_{\text{th}} \qquad (III.4)$$

La fréquence de résonance du mode TM_{010}, f_{10}, peut être calculée selon le modèle de ligne de transmission (chapitre II) :

$$f_{10} = \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}\sqrt{\varepsilon_{reff}}} = \frac{c}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \qquad (III.5)$$

Lorsque la hauteur du substrat h est beaucoup plus petite que les dimensions de la parcelle de rayonnement, $h << w$ et $h << L$ la constante diélectrique effective peut être estimée comme la constante diélectrique du substrat, c.-à-d $\varepsilon_{reff} \approx \varepsilon_r$. De plus, l'extension de ligne ΔL peut être négligée [17]. En conséquence, (III.5) peut être simplifié pour :

$$f_{10} = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon r}} \qquad \text{(III.6)}$$

Le décalage de fréquence de l'antenne δf_{10} peut alors être exprimé en termes de changements de la constante diélectrique du substrat ε_r et de la longueur du patch de rayonnement L comme [18] :

$$\delta f_{10} = \frac{\partial f10}{\partial \varepsilon r}\,\delta \varepsilon_r + \frac{\partial f10}{\partial L}\,\delta L \qquad \text{(III.7)}$$

Sur la base de (III.6), nous pouvons déduire que :

$$\frac{\partial f10}{\partial \varepsilon r} = \left(-\frac{1}{2\varepsilon r}\right)\frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon r}} = \left(-\frac{1}{2\varepsilon r}\right) f_{10} \qquad \text{(III.8a)}$$

$$\frac{\partial f10}{\partial L} = \left(-\frac{1}{L}\right)\frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon r}} = \left(-\frac{1}{L}\right) f_{10} \qquad \text{(III.8b)}$$

La normalisation du décalage de fréquence de l'antenne par rapport à la fréquence de résonance f_{10} entraîne :

$$\frac{\delta f10}{f10} = -\frac{1}{2}\frac{\delta \varepsilon r}{\varepsilon r} - \frac{\delta L}{L} \qquad \text{(III.9)}$$

Avec:

δf = changement de la fréquence de résonance.

δL = changement des dimensions de résonance effective.

δT = changement de la température en °c.

$\delta \varepsilon_r$ = changement de constante diélectrique.

La constante diélectrique ε_r et la longueur du patch de rayonnement L dépendent de la température. En d'autres termes, $\delta\varepsilon_r/\varepsilon_r$ en (III.9) peut être représenté comme :

$$\frac{\delta \varepsilon r}{\varepsilon r} = \alpha_\varepsilon\,\delta T \qquad \text{(III.10)}$$

α_ε est le coefficient thermique de la constante diélectrique (TCD_k) du substrat [18].

La sensibilité de la longueur de la pièce de rayonnement aux changements de température est régie par le coefficient de dilatation thermique (CTE) α_T, qui peut être exprimé comme suit :

$$\frac{\delta L}{L} = \alpha_T \, \delta T \qquad \text{(III.11)}$$

En insérant (III.10) et (III.11) dans (III.9), on établit une relation linéaire entre le changement de fréquence normalisé et le changement de température, à savoir :

$$\frac{\delta f10}{f10} = -\left(\frac{1}{2}\,\alpha_\varepsilon + \alpha_T\right)\delta T = Kf \,.\, \delta T \qquad \text{(III.12)}$$

$\boldsymbol{k\,f}$ est défini comme la sensibilité à la température du décalage de fréquence normalisé.

Les antennes microbandes comportant un substrat constant diélectrique inférieur et un coefficient thermique de dilatation diélectrique constante (TCD_k) sont moins sensibles aux variations de température, le changement de température provoque des changements fractionnels dans les dimensions du matériau qui sont relativement faibles. Ce changement de température est appelé dilatation thermique. La dilatation est linéairement liée au changement de température par le coefficient de dilatation thermique (CTE) [17].

la sensibilité à la température Kf est déterminée par le TCD_k du substrat ainsi que par le CTE (ppm/k ou $10^{-6}/k \equiv ppm/^0c$) de la bande métallique. Le CTDE du substrat est généralement toujours plus élevé que le CTE, qui est principalement du cuivre [18].

3. Amélioration des relations de température

Pour déterminer une équation générale pour la variation de température dans les MSA, il est nécessaire d'intégrer les équations différentielles de premier ordre une fois. Ce la peut être réalisé soit par la méthode de séparation des variables, soit par la méthode d'intégration directe. Une valeur limite (valeur initiale) est alors appliquée pour obtenir une solution optimale, comme le montre l'équation [17] :

$$k\,f = \begin{cases} -0.5\,\alpha_\varepsilon - \alpha_T & \alpha_\varepsilon < 0 \\ 0.5\,\alpha_\varepsilon - \alpha_T & \alpha_\varepsilon \geq 0 \end{cases} \qquad \text{(III.13)}$$

$k\,f$ est le coefficient thermique d'expansion de fréquence (CTFE).

$$\int \frac{\delta f}{f} = k f \int \delta T \qquad \text{(III.14)}$$

$$\ln f = k f . T + c \qquad \text{(III.15)}$$

$$f = e^{k f . T + c} \qquad \text{(III.16)}$$

$$c = \ln f - k f . T \qquad \text{(III.17)}$$

La plupart des antennes microbandes sont conçues à température ambiante (T_0) pour résonner à une fréquence de fonctionnement particulière (f_0). Les variables initiales sont exprimées comme :

$$c = \ln f_0 - k f . T_0 \qquad \text{(III.18)}$$

$$f = e^{k f . T + \ln f_0 - k f . T_0} \qquad \text{(III.19)}$$

$$f = e^{k f (T - T_0)} e^{\ln f_0} \qquad \text{(III.20)}$$

$$f = f_0 e^{k f (T - T_0)} \qquad \text{(III.21)}$$

La même chose sur la constante diélectrique et la relation de fréquence de fonctionnement utilisant ε_{r0} et L_0, comme reflété dans les variables initiales :

$$\varepsilon_r = \begin{cases} \varepsilon_{r0} e^{\alpha \varepsilon (T - T_0)} & \alpha \varepsilon < 0 \\ \varepsilon_{r0} e^{-\alpha \varepsilon (T - T_0)} & \alpha \varepsilon \geq 0 \end{cases} \qquad \text{(III.22)}$$

$$L = L_0 e^{\alpha_T (T - T_0)} \qquad \text{(III.23)}$$

Les solutions optimales aux nouvelles dimensions de la pièce rectangulaire, à la constante diélectrique du substrat et à la fréquence de fonctionnement de l'antenne microbande lorsqu'elle est soumise à une dilatation ou une contraction thermique sont données dans les équations (III.21), (III.22) et (III.23) [17].

4. Effet de la température sur les antennes microbandes rectangulaires

Preuve [15]-[16] qu'en raison de l'expansion de la longueur du RMSA sa taille électrique augmente puis la fréquence de résonance de l'antenne de patch diminue.

D'autres paramètres tels que la perte de retour, l'impédance et le VSWR sont également affectés en raison du changement de longueur de l'antenne. Les courbes de bande passante de RMSA étaient semblables, car elles dépendaient de la température par rapport aux courbes de fréquence résonnante. La largeur de bande de RMSA est affectée par l'augmentation de la température, mais la performance globale de l'antenne sous l'influence des changements de température.

5. Compensation de la température

Pour compenser la diminution de la fréquence de résonance due à la variation de température, la hauteur du substrat est augmentée. Ici, la hauteur du substrat a été variée. La formule utilisée pour la compensation de la température avec variation de la hauteur des substrats est la suivante [16]:

$$h = \frac{w}{12}\left[\left(\frac{1}{\varepsilon_{reff}}\frac{(\varepsilon_{r+1})(\varepsilon_{r-1})}{2}\right)^{2} - 1\right] \qquad \text{(III.24)}$$

Mais la variation de hauteur est différente pour chaque matériau.

6. Conclusions

Enfin, nous concluons que les propriétés du champ électrique et du champ magnétique du RMSA sur un substrat diélectrique sont fortement influencées par la température et l'environnement de fonctionnement. Bien que la distribution de la température sous la structure de l'antenne puisse être pratiquement non uniforme. Dans de tels cas, une analyse complète pourrait être élaborée en tenant compte de tous les facteurs qui l'entourent. L'analyse des changements de température dans l'antenne patch est un facteur important dans la conception de l'antenne.

Chapitre IV

Simulation et discussion des résultats

1. Introduction

La simulation est une phase indispensable et nécessaire qui nous donne une approximation des résultats comme elle est réelle, pour choisir des bons et meilleurs paramètres avant la réalisation. Depuis quelques années, des logiciels de modélisation électromagnétique ont été commercialisés avec succès. A titre d'exemple, on peut citer HFSS (Ansoft), MicroWave Studio (CST) ou Grasp (Ticra). Ces codes commerciaux sont maintenant très bien implantés chez les industriels développant des antennes.

Dans ce chapitre, nous avons simulé l'antenne imprimée et l'effet de la température sur ses caractéristiques à l'aide du programme Ansoft-HFSS.

2. Le logiciel de simulation HFSS

2.1 Présentation du logiciel

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un outil performant à onde électromagnétique Commercial qui fait la simulation du champ d'un model arbitraires en 3D. Il intègre la simulation, visualisation, modélisation des solides, et l'automatisation dans un environnement facile à utiliser où les solutions des problèmes EM 3D sont obtenues rapidement et avec précision [39].

HFSS est utilisé essentiellement pour les expérimentations et les études de systèmes fonctionnant en hautes fréquences, il est exploité notamment pour calculer les paramètres S, les fréquences de résonnances ainsi que les champs électromagnétiques.

2.2 Principe de fonctionnement de HFSS

HFSS est un logiciel Simulation puissante, peut exprimer la distribution du champ et calculer Paramètre S_{ij} de la structure micro-onde passive. Technologie de simulation pour le calcul des champs électromagnétiques La 3D à l'intérieur de la structure (résolution de l'équation MAXWELL) Méthode des éléments finis (MEF) [33].

2.3 Le processus du logiciel HFSS

La procédure de simulation sous forme d'organigramme est comme suit :

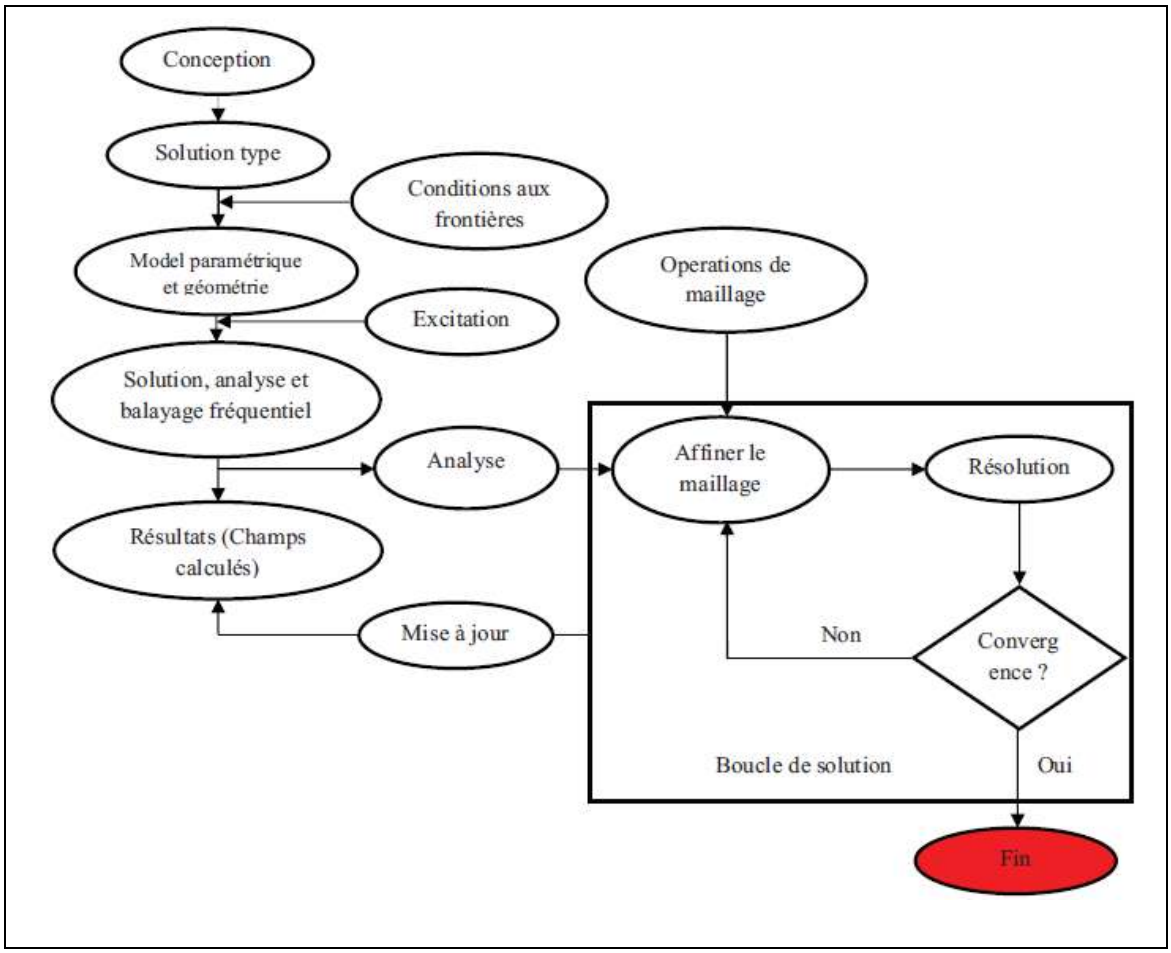


Figure IV.1 : Processus de simulation par HFSS [33].

3. Procédure de conception d'une antenne rectangulaire :

La procédure de modélisation est décrite sur la base de la formule mathématique simplifiée, résultant en des conceptions pratiques pour une antenne patch rectangulaire. Cette procédure suppose que les informations spécifiques comprennent les constantes diélectriques (ε_r), la fréquence de la résonance (f_r) et la hauteur du substrat (h).

- On a spécifie: h, ε_r et f_r et on a calculé les dimensions du patch W et L (par les équations de chapitre II).
- On peut utiliser aussi Microstrip Patch Antenna Calculator [40] pour déterminer les dimensions du patch W et L.
- On peut utiliser aussi HFSS Antenna Design Kit pour déterminer les dimensions de Plan de masse, le patch, la ligne micro ruban et le Substrat.

4. Cahier de charge

Notre Projet est divisé en deux parties, la première partie consiste à simuler une antenne microbande rectangulaire alimentée par une ligne micro ruban, la deuxième partie consiste à simuler l'effet de la température sur les caractéristiques de l'antenne microbandes rectangulaires (le coefficient de réflexion, la fréquence de résonance et le gain).

- L'antenne patch est conçue pour la fréquence 2.45 GHz.
- Pour l'épaisseur de substrat on a choisi h = 0.8 mm.

- Les fabricants conçoivent des antennes de raccordement à température ambiante en utilisant des températures absolues de 27 ^{0}c.
- L'alimentation sera faite à l'intermédiaire d'une ligne microbande.
- la longueur L et la largeur W, il change par rapport aux autres paramètres (ε_r, h, f).
- Le coefficient de dilatation thermique de cuivre est égal à 16.8×10^{-6} / ^{0}c.
- Pour les matériaux de substrat on va utiliser 3 matériaux :

les matériaux	permittivité relative (ε_r)	tangente des pertes	coefficient de dilatation thermique.
Rogers RT/Duroid 5870	2.33	0.0012	-115×10^{-6} / ^{0}c
Flame Resistant 4 (FR-4_epoxy)	4.4	0.02	15×10^{-6} / ^{0}c
Téflon (PTFE)	2.1	0.001	160×10^{-6} / ^{0}c

Tableau IV-1 : les matériaux de substrat.

5. Simulation de l'antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban

Dans notre travail, nous avons choisi de simuler une structure simple d'antenne patch pour étudier les paramètres électriques du patch rayonnant sur les performances de l'antenne.

5.1 Résultats de simulations pour le matériau FR-4_epoxy

On veut simuler l'antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne micro ruban à la fréquence 2.45 GHz, le matériau utilisé est le FR-4_epoxy avec permittivité relative de 4.4 et h = 0.8 mm. Le tableau suivant résume les dimensions de l'antenne simulée.

Eléments	aire (mm× mm)
Substrat	60× 60
Plan de masse	60×*60*
Patch (W×L)	37.26×*29.07*
Ligne microbande ($W_F \times L_F$)	1.529×*25*

Tableau IV-2 : Paramètres de l'antenne simulée avec FR-4_epoxy.

Le schéma de l'antenne selon HFSS est présenté dans la Figure IV.2 **:**

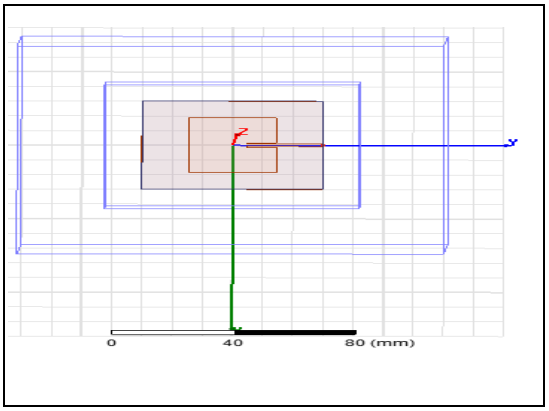


Figure IV.2 : Schéma de l'antenne selon le simulateur HFSS.

La représentation de tous les éléments de base dans la structure est appelée « maillage ».

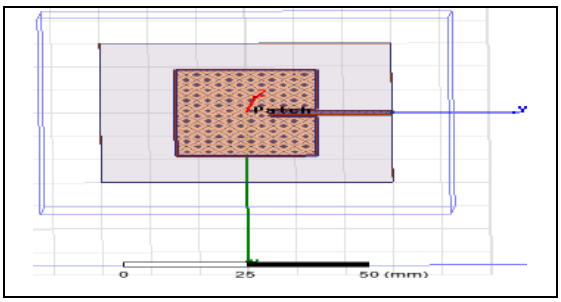


Figure IV.3 : Schéma du maillage.

❖ Coefficient de réflexion

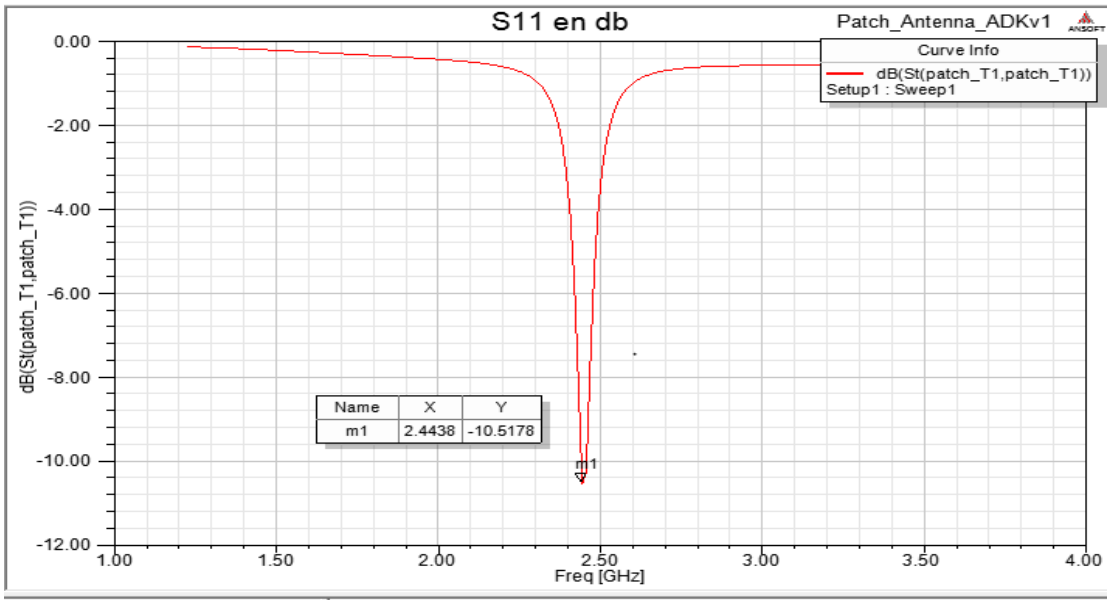
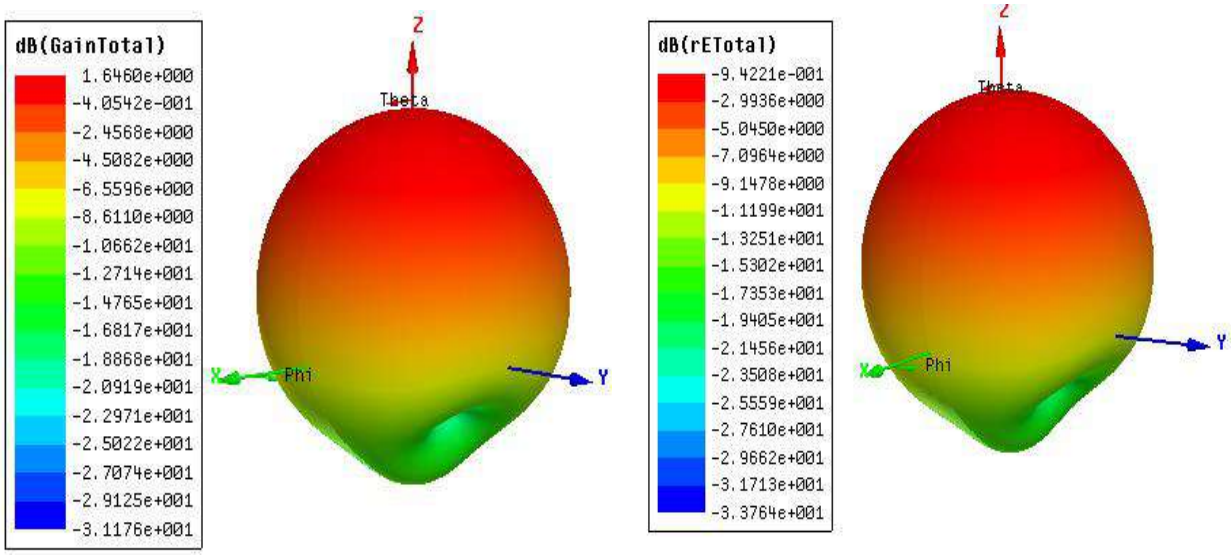


Figure IV.4 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

-La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence montre une résonance approximative à la fréquence de f_r =2.4438GHz.

-Le coefficient de réflexion S_{11}= -10.5178 dB.

❖ Diagramme de rayonnement



(a) **(b)**

Figure IV.5: Diagramme de rayonnement 3D : (a) Gain, (b) Champ électrique.

❖ Bande passante

La bande passante pour S_{11}= -10 dB s'étende de 2.4413 à 2.4573 GHz (16 Mhz), en pourcent égale B_p (%) = 0.65 %

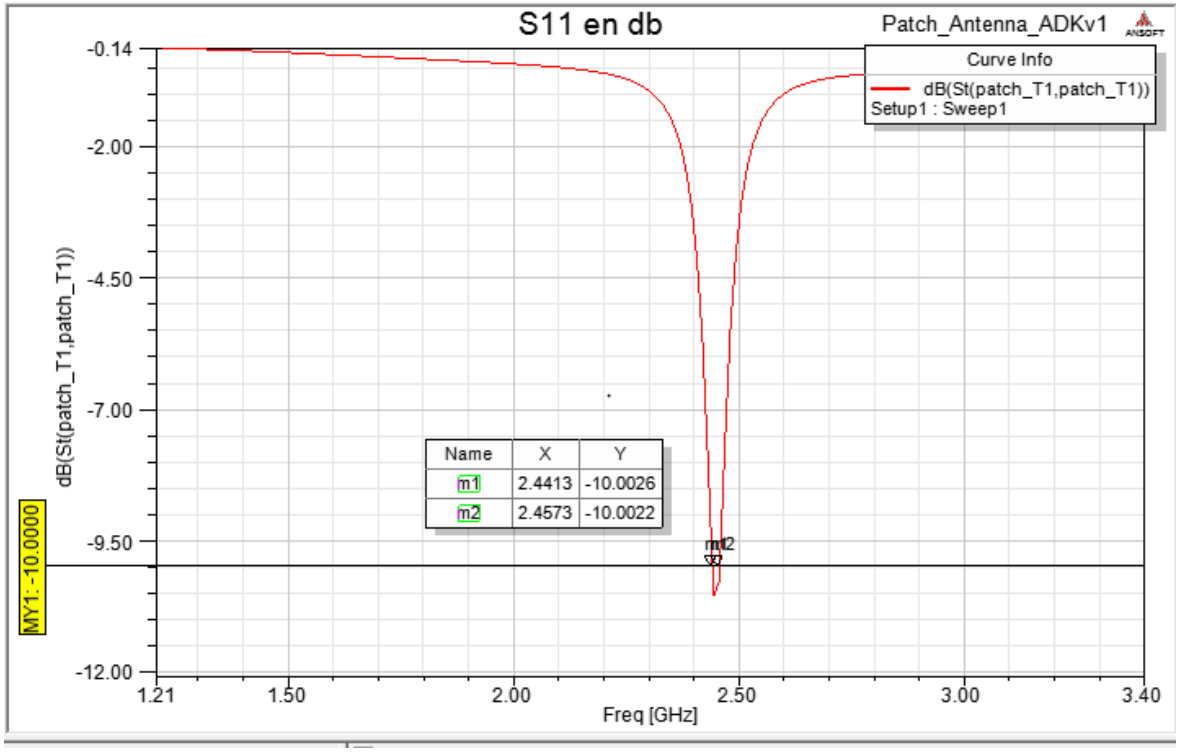


Figure IV.6: Détermination graphique de la bande passante d'une antenne patch.

❖ Le rapport d'ondes stationnaires

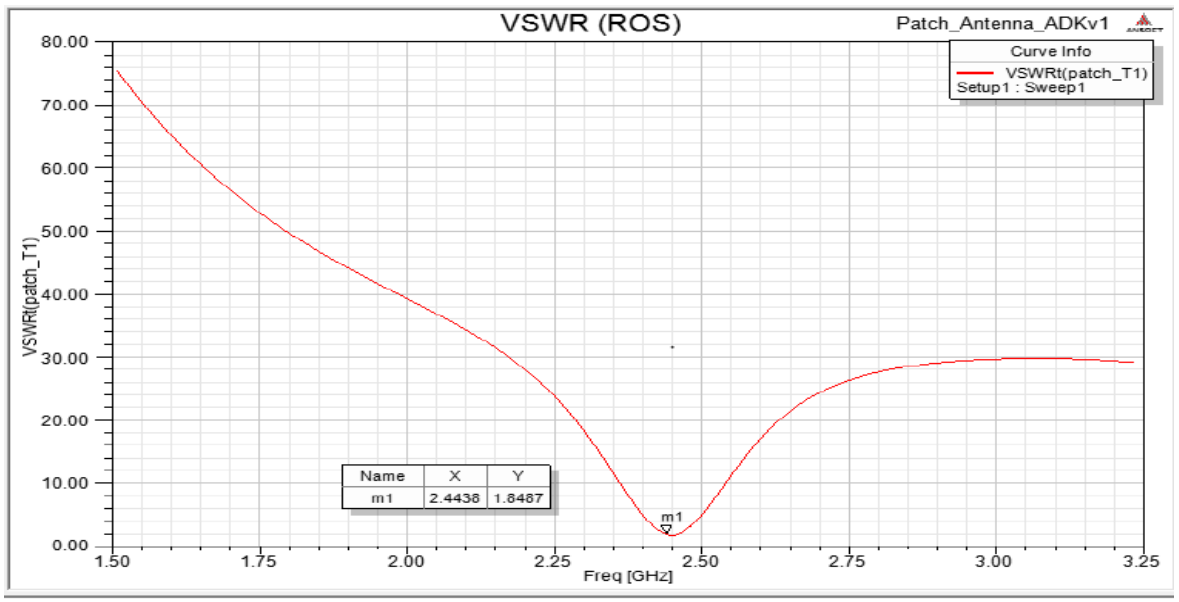


Figure IV.7: Représentation du ROS en fonction de la fréquence.

A la fréquence de résonnance le ROS est minimal il est d'environ de 1.8487, d'autre terme quand le coefficient de réflexion est proche de 1 le ROS est élevé.

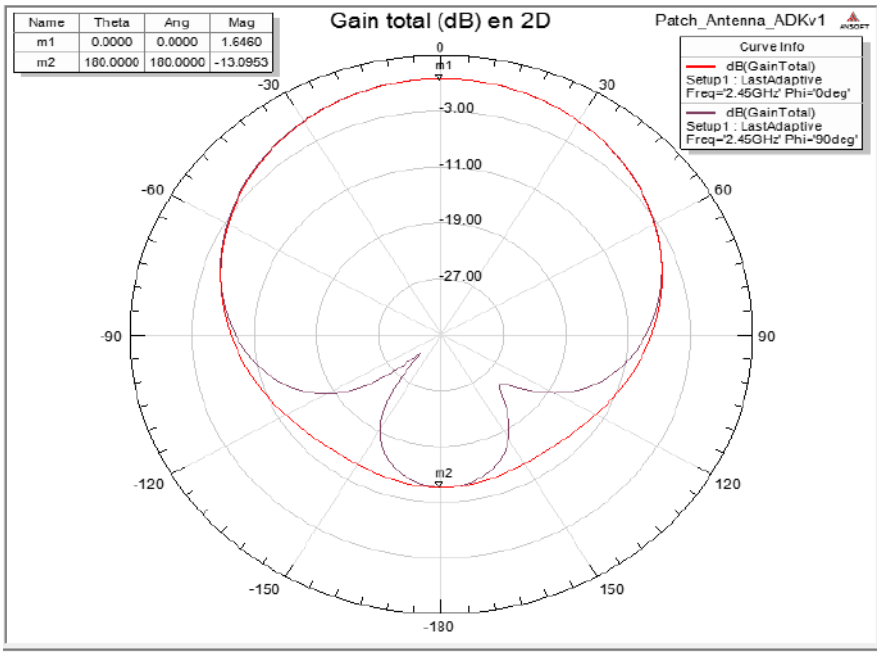


Figure IV.8: Diagramme de rayonnement de gain total (2D) suivant le plan H (phi=0°) et le plan E (phi=90°).

❖ **La Directivité**

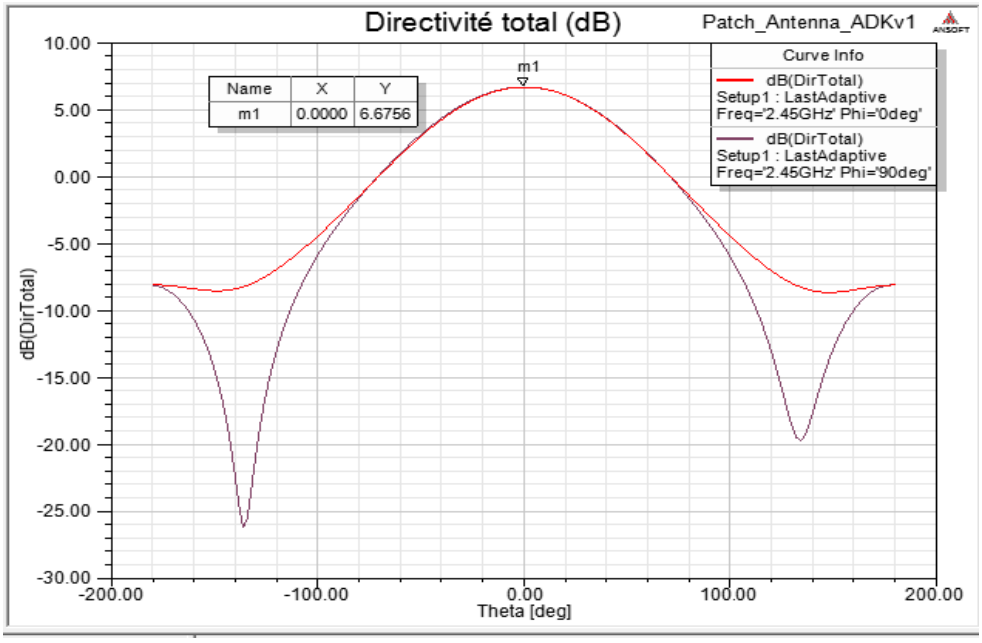


Figure IV.9: La directivité totale.

Le rendement $\eta = G/D = 31.4\%$.

❖ **distribution du champ électrique E**

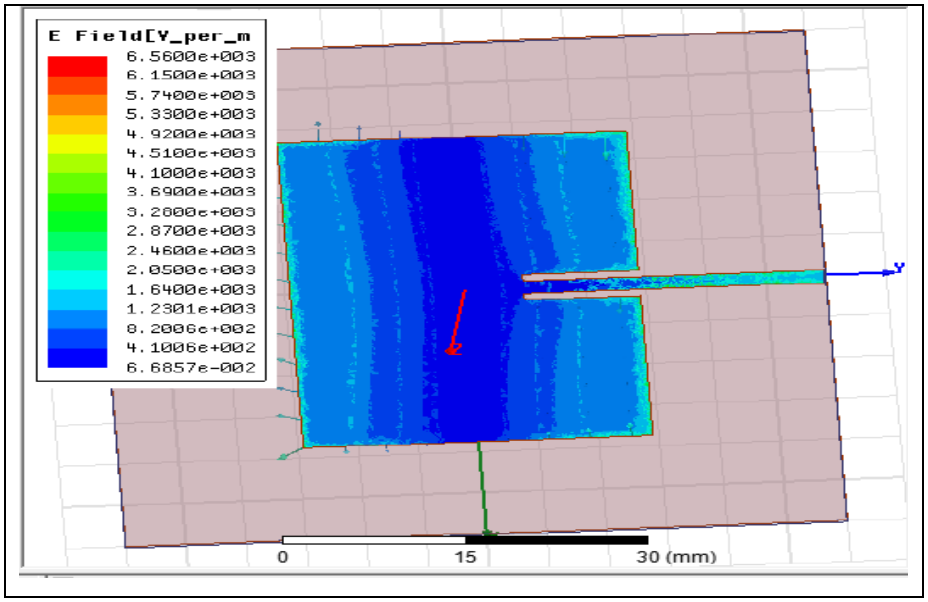


Figure IV.10: distribution du champ électrique E.

La figure **(**IV.11) présente le champ électrique en surface de la structure simulée. Il est notable que le maximum de champ « E » se trouve concentré aux extrémités du patch, ce qui explique le fait que le rayonnement de ce type d'antenne s'effectue principalement par ses bords.

❖ **distribution du champ H**

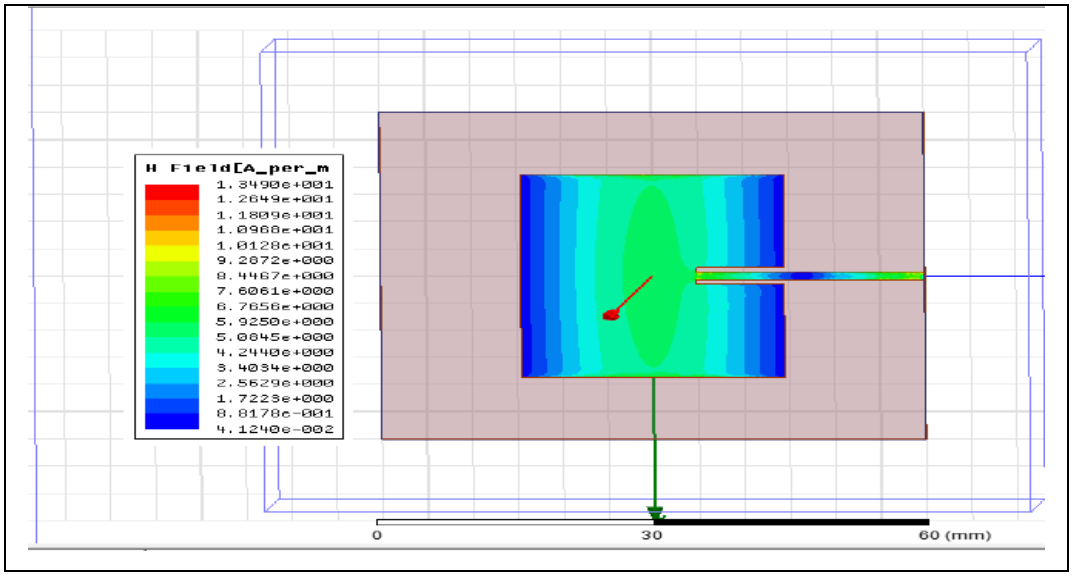


Figure IV.11: distribution du champ H.

❖ **La densité de courant surfacique**

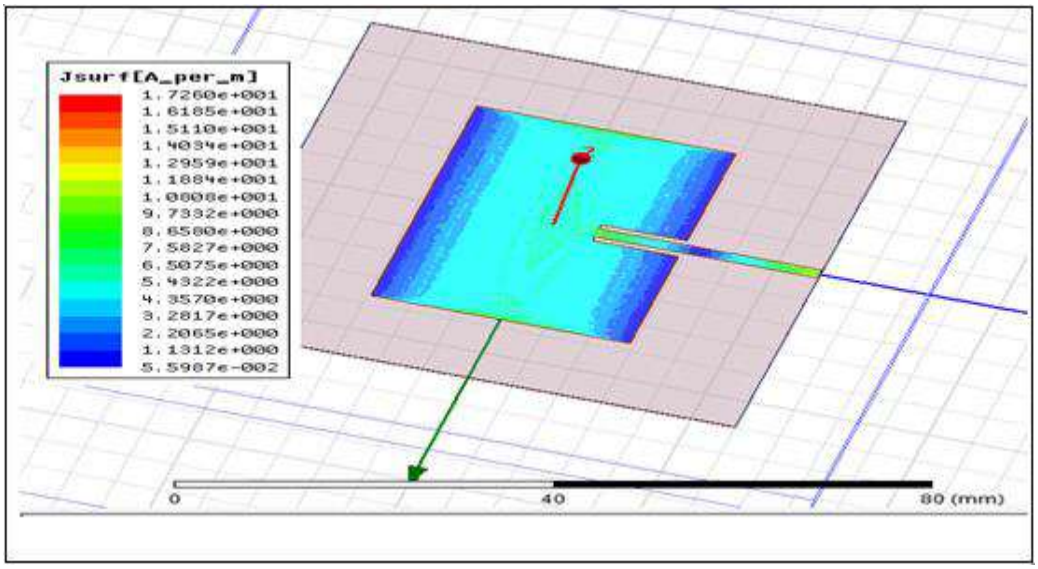


Figure IV.12: Densité de courant surfacique du patch.

Les résultats de simulation pour le substrat de FR-4_epoxy :

	S_{11} (dB)	VSWR (dB)	Gain (dB)	f r (GHz)	BP (-10dB) (MHz)	Directivité (dB)	Rendement (%)
Substrat FR-4_epoxy	-10.517	1.848	1.646	2.4438	16	6.675	31.4

Tableau IV-3 : Les résultats de simulation pour le substrat de FR-4_epoxy.

5.2 Résultats de simulations pour le matériau Rogers RT/Duroid 5870

On veut simuler l'antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne micro ruban à la fréquence 2.45 GHz, le matériau utilisé est le Rogers RT/Duroid 5870 avec permittivité relative de 2.33 et h = 0.8 mm.

Le tableau suivant résume les dimensions de l'antenne simulée.

Eléments	aire (mm× mm)
Substrat	80× 80
Plan de masse	80×*80*
Patch (W×L)	47.45×*39.79*
Ligne microbande ($W_F \times L_F$)	2.376×*32*

Tableau IV-4 : Paramètres de l'antenne simulée avec Rogers RT/Duroid 5870.

Les résultats de simulation pour le substrat de Rogers RT/Duroid 5870 :

	S_{11} (dB)	VSWR (dB)	Gain (dB)	f r (GHz)	BP (-10dB) (MHz)	Directivié (dB)	Rendement (%)
Rogers RT/Duroid 5870	-14.089	1.492	7.314	2.4438	20.6	7.766	90.1

Tableau IV-5 : Les résultats de simulation pour le substrat de Rogers RT/Duroid 5870.

5.3 Résultats de simulations pour le matériau Téflon (PTFE)

On veut simuler l'antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne micro ruban à la fréquence 2.45 GHz, le matériau utilisé est le Téflon (PTFE) avec permittivité relative de 2.1 et h = 0.8 mm.

Le tableau suivant résume les dimensions de l'antenne simulée.

Eléments	aire (mm× mm)
Substrat	90× 90
Plan de masse	90×*90*
Patch (W×L)	49.18×41.87
Ligne microbande ($W_F \times L_F$)	2.538×36.5

Tableau IV-6 : Paramètres de l'antenne simulée avec le Téflon (PTFE).

Les résultats de simulation pour le substrat de Téflon (PTFE) :

	S_{11} (dB)	VSWR (dB)	Gain (dB)	f r (GHz)	BP (-10dB) (MHz)	Directivité (dB)	Rendement (%)
Téflon (PTFE).	-13.0047	1.5765	7.7085	2.4438	19.5	8.0973	91.4

Tableau IV-7 : Les résultats de simulation pour le substrat de Téflon (PTFE).

6. Simulation de l'antenne patch sous l'influence de la température

Pour simuler l'antenne patch avec changement de température, les différences de longueur, de constante diélectrique et de fréquence de fonctionnement doivent être déterminées à l'aide d'équations (III.21), (III.22) et (III.23) de chapitre III et le logiciel Matlab, et l'utiliser pour déterminée les caractéristiques de l'antenne microbandes rectangulaires correspondant avec la variation de la température.

L'étude de la température de l'antenne patch a été réalisée sur trois différents substrats, soit Rogers RT/Duroid 5870, FR-4, et le Téflon (PTFE), avec la hauteur (h) du matériau du substrat est de 0,8 mm et le coefficient de dilatation thermique de cuivre est égal à 16.8×10^{-6} / ^{0}c.

6.1 Résultats de simulations pour le matériau Rogers RT/Duroid 5870

Le substrat Rogers RT/Duroid 5870 a été considéré à une température ambiante de 27 ^{0}C à la fréquence de résonance de 2,45 GHz. Une étude comparative de sa fréquence de fonctionnement à -10^{o}C et 500^{o}C est effectuée avec le coefficient de dilatation thermique -115 ppm/^{o} C.

Le tableau (IV-8) résume les résultats de simulation.

T (°C)	L (mm)	(ε_r)	*fo* (GHz)	f_r (GHz)	BP (-10dB) (MHz)	Gain (dB)	Dir-tot (dB)	S_{11} (dB)	VSWR (dB)
-10	39.7653	2.3399	2.4463	2.4402	20.6	7.2977	7.7748	-13.9947	1.4989
27	39.79	2.33	2.45	2.4438	20.6	7.3140	7.7664	-14.0896	1.4921
47	39.8034	2.3246	2.4520	2.4458	20.9	7.2837	7.7332	-14.1663	1.4868
87	39.8301	2.3140	2.4560	2.4498	21	7.3277	7.7935	-13.0756	1.5705
100	39.8388	2.3105	2.4573	2.4511	20.8	7.2471	7.7026	-14.6969	1.4514
200	39.9058	2.2841	2.4673	2.4611	21.4	7.2823	7.7584	-12.9686	1.5796
300	39.9729	2.2580	2.4774	2.4712	21.5	7.3956	7.8488	-13.5691	1.5306
500	40.1074	2.2066	2.4976	2.4788	21.6	7.3204	7.7915	-13.7652	1.5157

Tableau IV-8 : Les résultats de simulation avec variation de température pour le substrat de Rogers RT/ Duroid 5870.

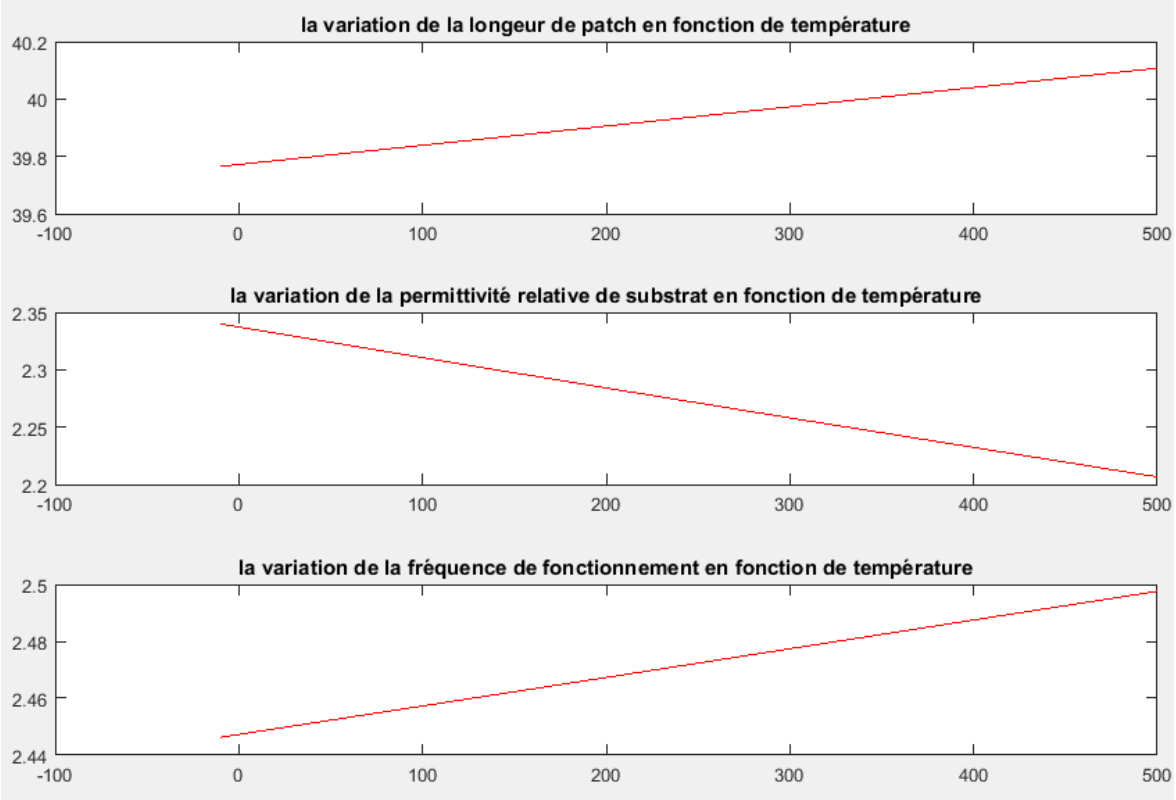
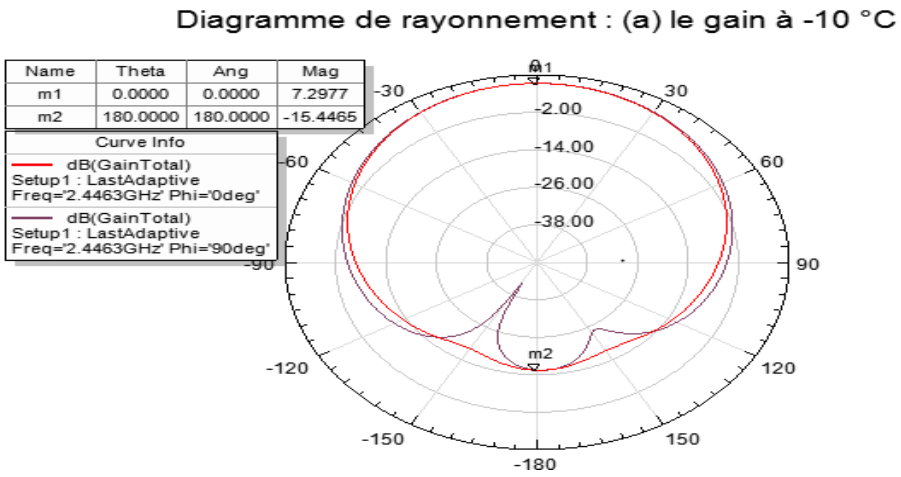
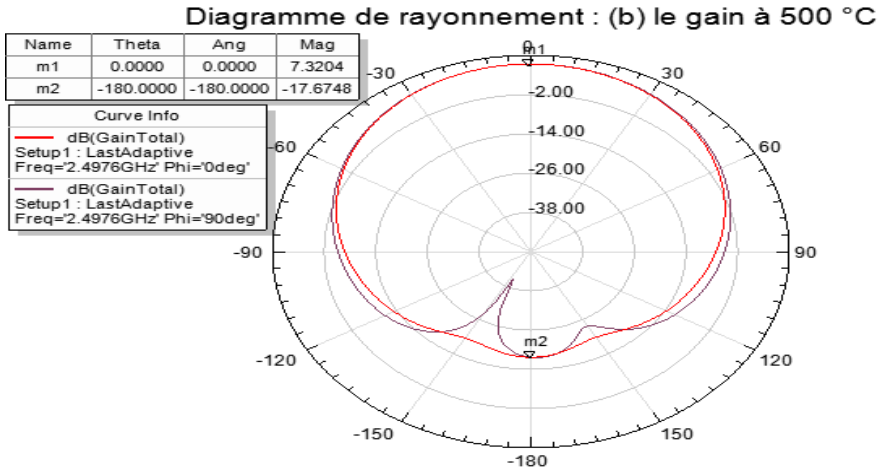


Figure IV.13: L et f_0 et ε_r en fonction de température pour le Rogers RT/Duroid 5870.

Nous remarquons que, comme la température augmente de -10 à 500 ^{0}C, la longueur de patch augmente de 39.7633 à 40.1074 mm, ou +0.3421 mm, la permittivité relative est en baisse de 2.3399 à 2.2066, ou -0.1333, et la fréquence de fonctionnement change de 2.4463 à 2.4976 GHz, ou+ 0,0513 GHz, et ce changement des trois paramètres entraîne le changement des paramètres de l'antenne patch tels que la fréquence de résonance, la bande passante, le rapport d'ondes stationnaires de tension, la perte de retour, le gain et la directivité .



(a)



(b)

Figure IV.14: Diagramme de rayonnement (2D) : (a) le gain a -10 ^{0}C. (b) le gain à 500 ^{0}C pour le Rogers RT/Duroid 5870.

Nous remarquons qu'avec l'augmentation de la température de -10 à 500 ^{0}C, Le gain est affecté ainsi que d'autres paramètres.

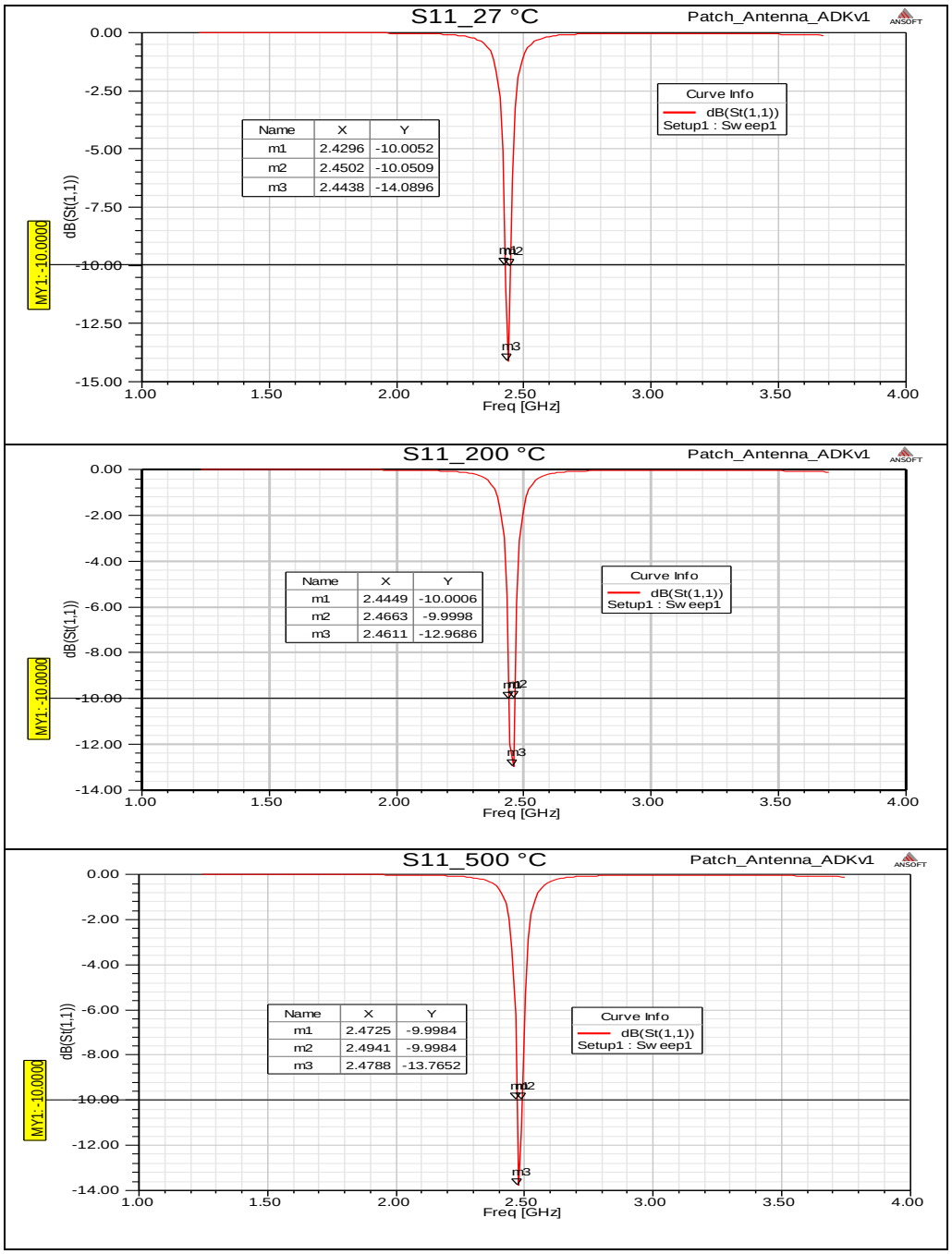


Figure IV.15 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence Sous l'influence de la température pour le matériau Rogers RT/Duroid 5870.

La fréquence de fonctionnement varie entre 2,4463 GHz et 2.4976 GHz, en raison du changement de température entre -10 °C et 500 °C, la fréquence de résonance diminue par rapport à la fréquence de fonctionnement et prend des valeurs entre 2,4402 GHz et 2,4788 GHz, respectivement. Il a également été influencé par d'autres paramètres. Et nous constatons que l'antenne fonctionne mieux à côté de la température ambiante (le rendement maximal est de 27 °C égale à 90.1%, et la perte de retour égale à -14.0896dB).

6.2 Résultats de simulations pour le matériau FR-4_epoxy

Un substrat FR-4 ayant un coefficient de dilatation thermique de 15 ppm/^{o}C est considéré à une température ambiante de 27 ^{o}C. L'étude comparative de sa fréquence de fonctionnement à 2,45 GHz tout en faisant varier la température de -10 ^{o}C à 500 ^{o}C.
Le tableau suivant résume les résultats de simulation.

T (°C)	L (mm)	(ε_r)	*fo* (GHz)	f_r (GHz)	BP (-10dB) (MHz)	Gain (dB)	Dir-tot (dB)	S_{11} (dB)	VSWR (dB)
-10	29.0519	4.4024	2.4508	2.4446	14.4	1.4891	6.5794	-10.95	1.7912
27	29.07	4.4	2.45	2.4438	16	1.6460	6.6756	-10.5178	1.8487
47	29.0798	4.3987	2.4495	2.4433	15.7	1.5619	6.6357	-10.8458	1.8046
87	29.0993	4.396	2.4486	2.4424	14.8	1.5654	6.6111	-10.9847	1.7868
100	29.1057	4.3952	2.4483	2.4421	16.4	1.6748	6.7083	-10.7215	1.8210
200	29.1546	4.3885	2.4461	2.44	16.3	1.5076	6.5799	-10.7173	1.8215
300	29.2036	4.3820	2.4438	2.4377	15.3	1.5670	6.6459	-10.9133	1.7959
500	29.3019	4.3689	2.4392	2.4331	17.1	1.5339	6.6122	-10.8679	1.8017

Tableau IV-9 : Les résultats de simulation avec variation de température pour le substrat de FR-4_epoxy.

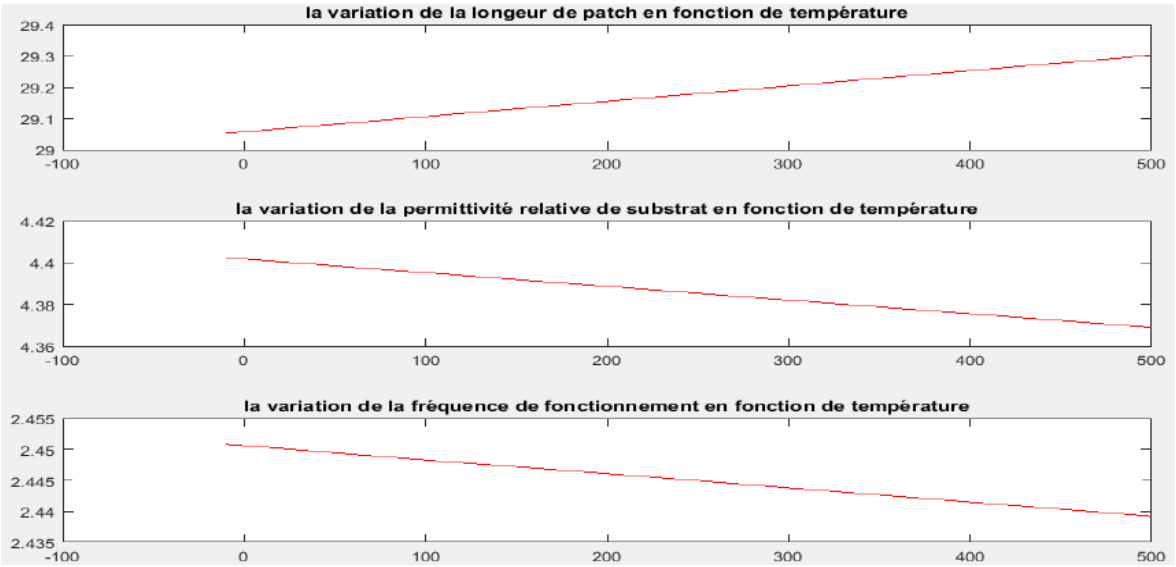
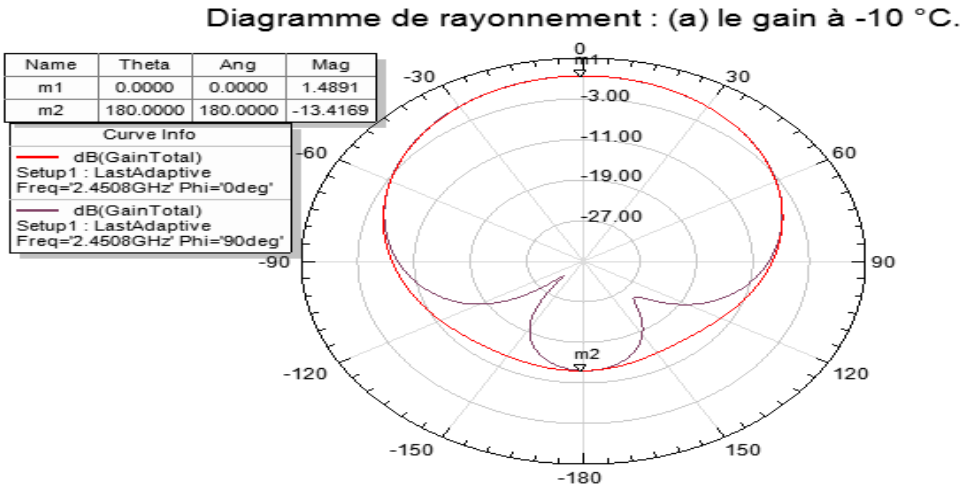
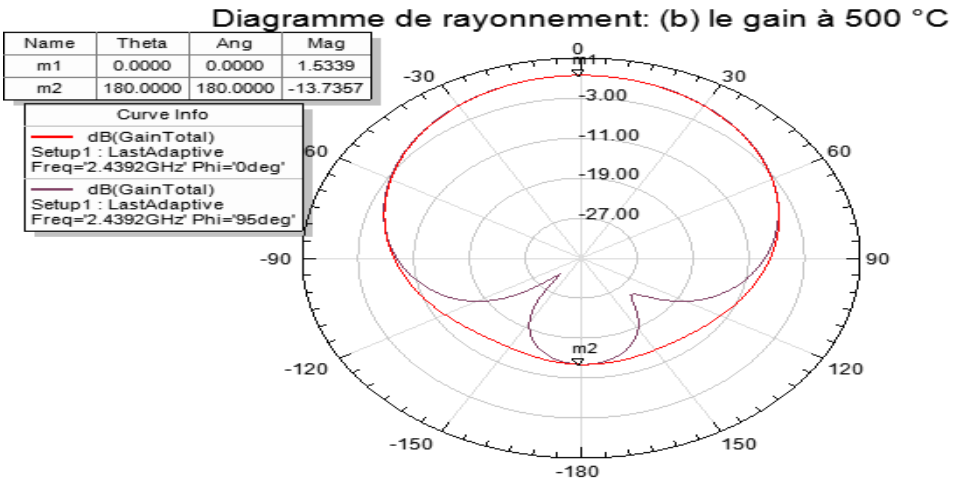


Figure IV.16: L et f_0 et ε_r en fonction de température pour le matériau FR-4.

Nous remarquons que, comme la température augmente de -10 à 500 ^{0}C, la longueur de patch augmente de 29.0519 à 29.3019 mm, ou +0.25 mm, la permittivité relative est en baisse de 4.4024 à 4.3689, ou -0.0335, et la fréquence de fonctionnement change de 2.4508 à 2.4392 GHz, ou -0,0116 GHz, et ce changement des trois paramètres entraîne le changement des paramètres de l'antenne patch tels que la fréquence de résonance, la bande passante, le rapport d'ondes stationnaires de tension, la perte de retour, le gain et la directivité.



(a)



(b)

Figure IV.17: Diagramme de rayonnement (2D) : (a) le gain a -10 ^{0}C. (b) le gain à 500 ^{0}C pour le FR-4.

Nous remarquons qu'avec l'augmentation de la température de -10 à 500 ^{0}C, Le gain est affecté ainsi que d'autres paramètres.

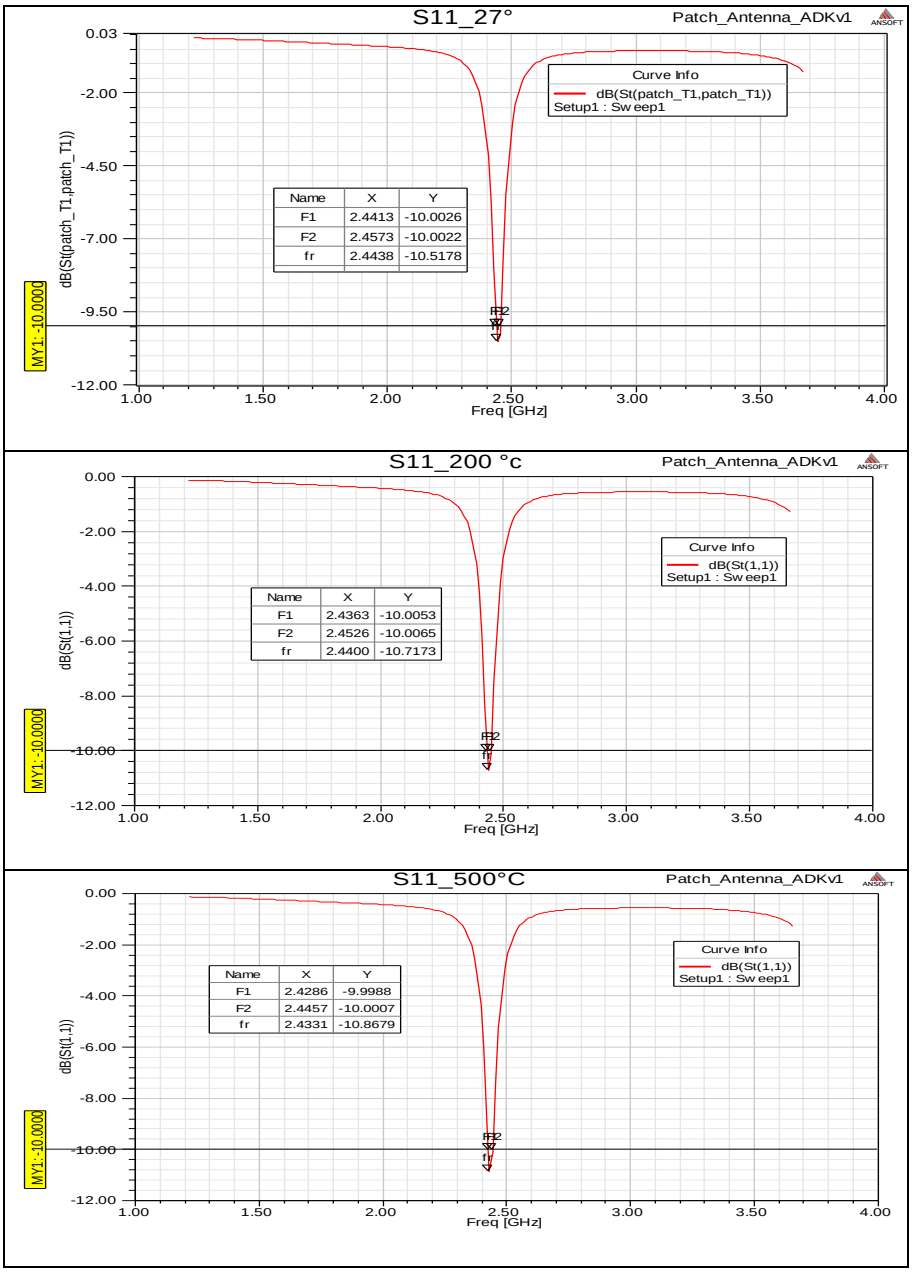


Figure IV.18 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence Sous l'influence de la température pour le matériau FR-4.

La fréquence de fonctionnement varie entre 2,4508 GHz et 2.4392 GHz, en raison du changement de température entre -10 °C et 500 °C, la fréquence de résonance diminue par rapport à la fréquence de fonctionnement et prend des valeurs entre 2,4446 GHz et 2,4331 GHz, respectivement. Il a également été influencé par d'autres paramètres. Et nous constatons que l'antenne fonctionne mieux à côté de la température ambiante (le rendement maximal est de 27 °C égale à 31,4 %).

6.3 Résultats de simulations pour le matériau Téflon (PTFE)

Un substrat Téflon (PTFE) ayant un coefficient de dilatation thermique de 160 ppm/^{o}C est considéré à une température ambiante de 27 ^{o}C.

L'étude comparative de sa fréquence de fonctionnement à 2,45 GHz tout en faisant varier la température de -10 ^{o}C à 500 ^{o}C. Le tableau suivant résume les résultats de simulation.

T (°C)	L (mm)	(ε_r)	*fo* (GHz)	f_r (GHz)	BP (-10dB) (MHz)	Gain (dB)	Dir-tot (dB)	S_{11} (dB)	VSWR (dB)
-10	41.8440	2.1125	2.4443	2.4382	19.6	7.6940	8.0712	-12.0068	1.6702
27	41.87	2.1	2.45	2.4438	19.5	7.7085	8.0973	-13.0047	1.5765
47	41.8841	2.0933	2.4531	2.4469	19.6	7.6873	8.1024	-13.7110	1.5198
87	41.9122	2.0799	2.4593	2.4531	19.7	7.7246	8.1162	-12.9909	1.5777
100	41.9214	2.0756	2.4613	2.4427	19.8	7.2220	8.1276	-12.0391	1.6669
200	41.9919	2.0427	2.4769	2.4707	20.1	7.7816	8.1671	-13.1261	1.5662
300	42.0625	2.0102	2.4926	2.4738	20.5	7.7823	8.1736	-12.1658	1.6541
500	42.2040	1.9469	2.5243	2.5053	21	7.8491	8.2265	-12.4940	1.6223

Tableau IV-10 : Les résultats de simulation avec variation de température pour le substrat de Teflon (PTFE).

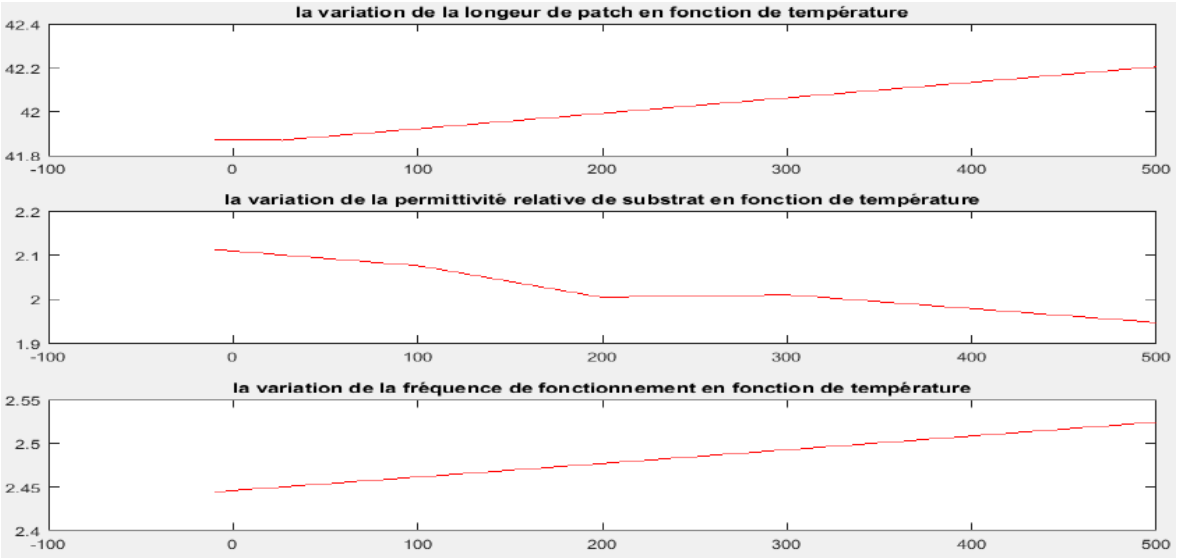
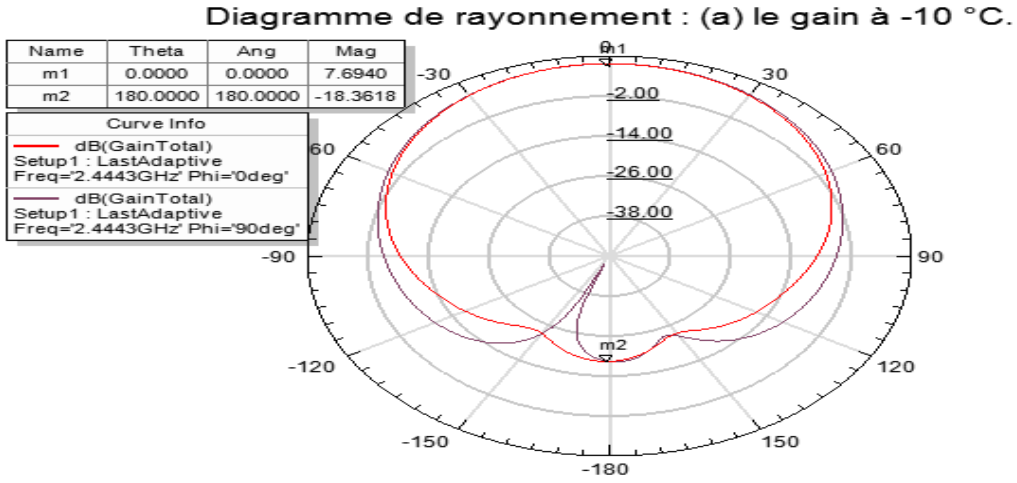
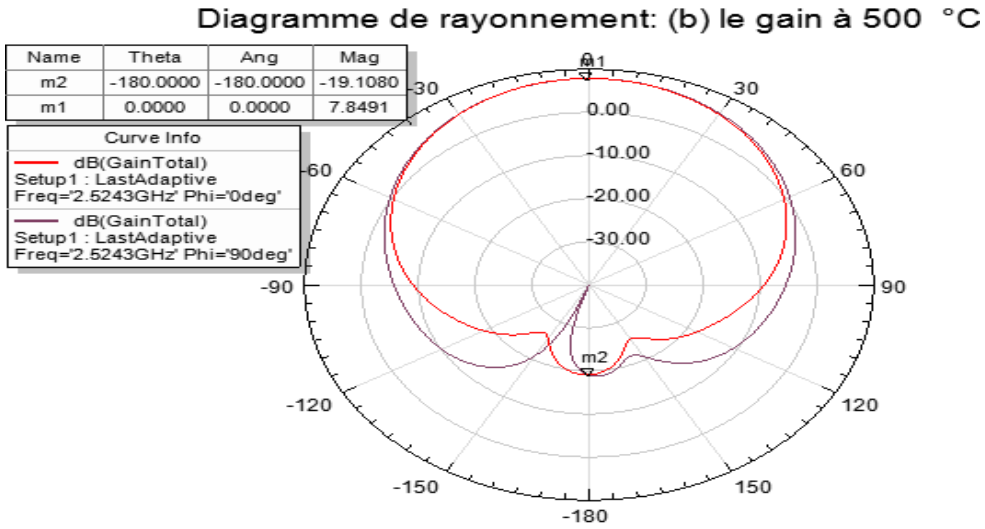


Figure IV.19: L et f_0 et ε_r en fonction de température pour Téflon (PTFE).

Nous remarquons que, comme la température augmente de -10 à 500 ^{0}C, la longueur de patch augmente de 41.8440 à 42.2040 mm, ou +0.36 mm, la permittivité relative est en baisse de 2.1125 à 1.9469, ou -0.1656, et la fréquence de fonctionnement change de 2.4443 à 2.5243 GHz, ou +0,08 GHz, et ce changement des trois paramètres entraîne le changement des paramètres de l'antenne patch tels que la fréquence de résonance, la bande passante, le rapport d'ondes stationnaires de tension, la perte de retour, le gain et la directivité .



(a)



(b)

Figure IV.20: Diagramme de rayonnement (2D) : (a) le gain à -10 ^{0}C. (b) le gain à 500 ^{0}C pour le matériau Téflon (PTFE).

Nous remarquons qu'avec l'augmentation de la température de -10 à 500 ^{0}C, Le gain est affecté ainsi que d'autres paramètres.

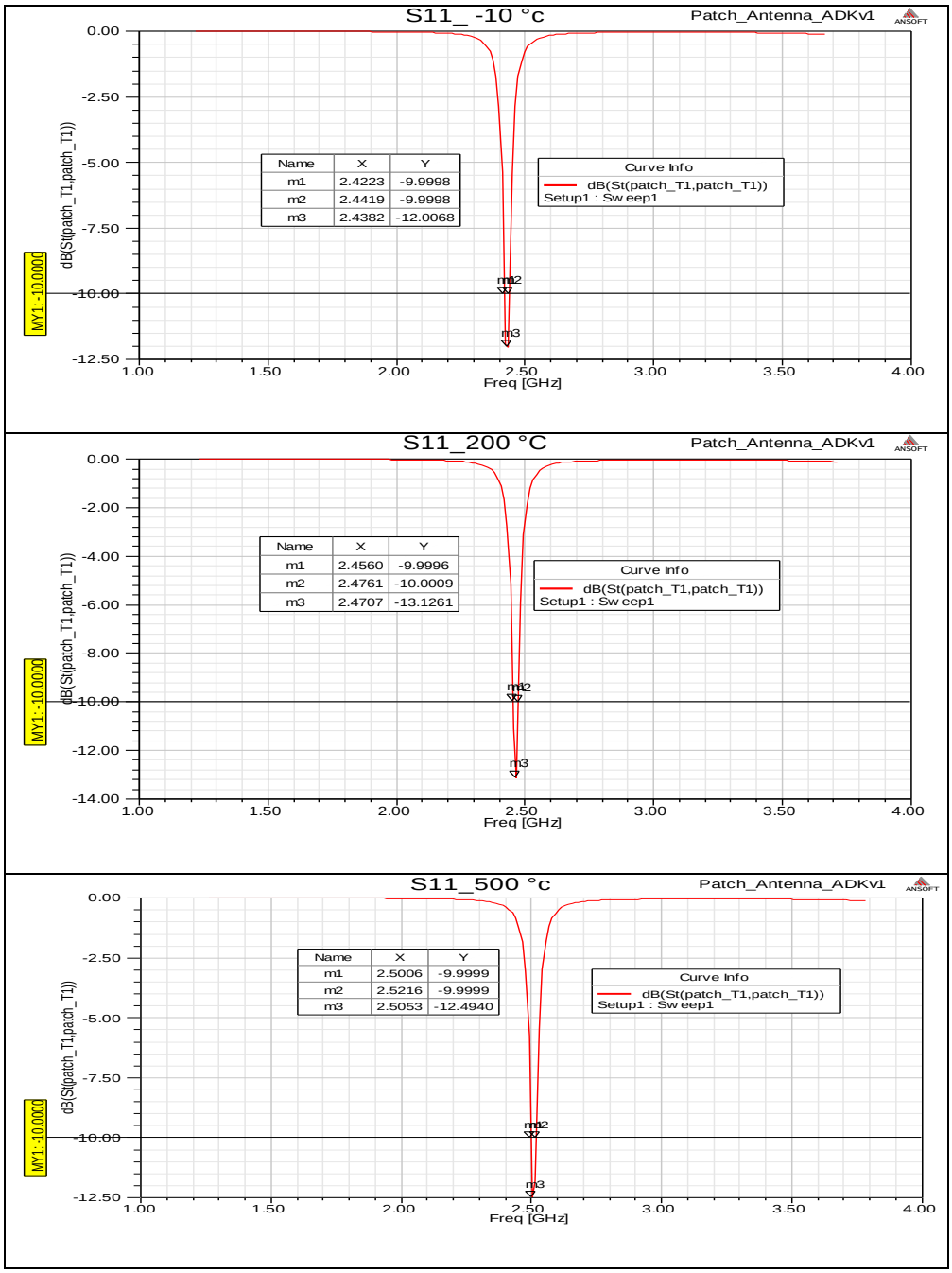


Figure IV.21 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence Sous l'influence de la température pour le matériau Téflon (PTFE).

La fréquence de fonctionnement varie entre 2,4443 GHz et 2.5243 GHz, en raison du changement de température entre -10 °C et 500 °C, la fréquence de résonance diminue par rapport à la fréquence de fonctionnement et prend des valeurs entre 2,4382 GHz et 2,5053 GHz, respectivement. Il a également été influencé par d'autres paramètres. Et nous constatons que l'antenne fonctionne mieux à côté de la température ambiante (le rendement maximal est de 27 °C égale à 91.4%, et la perte de retour égale à -13.0047dB).

7. Comparaison des trois applications

En comparant les résultats de simulations pour les trois matériaux sous l'influence de la température, on observe que les résultats de simulations pour le matériau FR-4 présentent une meilleure performance et une meilleure résistance aux changements de température en raison de la combinaison d'une moyenne plus proche de la plage inférieure et d'un faible coefficient thermique de la constante diélectrique (TCD $_k$) du substrat.

les matériaux	TCD $_k$	$\Delta\varepsilon_r$ entre -10 et 500 ^{0}C	ΔL(mm) entre -10 et 500 ^{0}C	Δf_0(GHz) -10 et 500 ^{0}C
Rogers RT/Duroid 5870	-115× 10^{-6} / ^{0}c	-0.1333	+0.3421	+0.0513
Flame Resistant 4 (FR-4_epoxy)	15× 10^{-6} / ^{0}c	-0.0335	+0.25	-0.0116
Téflon (PTFE)	160× 10^{-6} / ^{0}c	-0.1656	+0.36	+0.08

Tableau IV-11: Résistance des matériaux aux changements de température.

8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons simulé une antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne micro-ruban avec la variation de température sur différents substrats matériaux. L'effet de la température dépendant du substrat varie son constant diélectrique et sa fréquence de résonance. En raison de l'augmentation de la température, le constant diélectrique du matériau du substrat diminue par rapport à constant diélectrique original du substrat en raison de cet effet, la fréquence de résonance diminue par rapport à la valeur de la fréquence de fonctionnement pour tous les matériaux du substrat. Et c'est ce qui affecte les performances d'une antenne.

Les effets de la température sur la fréquence de la résonance de l'antenne patch peuvent être presque éliminés grâce à une sélection appropriée des matériaux.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Au cours de cette étude, nous sommes intéressés à l'étude d'antenne patch rectangulaire. Le but de ce travail concerne l'analyse et la conception de ce type d'antenne. Et nous avons montré qu'il pouvait être affecté par des changements de température à l'écart de la température ambiante.

Nous avons dans un premier temps présenté l'essentiel de la théorie des antennes, ainsi que la technologie des antennes imprimées et leurs caractéristiques spéciales par rapport aux autres antennes. Ensuite, nous avons présenté une étude théorique et analytique concernant l'antenne de formes rectangulaires et les relations de température. Ceci nous a permis de voir l'influence des variations de température sur les caractéristiques des antennes rectangulaires. Et sur les performances, la fréquence de résonance, la bande passante, la directivité, le rapport d'ondes stationnaires de tension et la perte de retour.

Les résultats de la simulation ont révélé l'effet de la température dépendant du substrat varie sa constante diélectrique et sa fréquence de résonance. En raison de l'augmentation de la température, le constant diélectrique du matériau du substrat diminue par rapport à le constant diélectrique original du substrat en raison de cet effet, la fréquence de résonance diminue par rapport à la valeur de la fréquence de fonctionnement pour tous les matériaux du substrat. Et c'est ce qui affecte les performances d'une antenne.

L'étude de sensibilité à la température de l'antenne patch a été réalisée sur trois différents substrats, soit Rogers RT/Duroid 5870, FR-4, et le Téflon (PTFE) avec différent permittivité relative et coefficient thermique de la constante diélectrique du substrat, et la même hauteur (h) du matériau du substrat est de 0,8 mm. Nous avons conclu que le substrat avec un constant diélectrique inférieur et le coefficient thermique sont moins sensibles aux changements de température.

Pour améliorer les performances et résister aux changements de température, les matériaux doivent être sélectionnés de manière appropriée.

Bibliographie

[1] C A. BALANIS. « *Antenna Theory Analysis and Design* ». John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.

[2] S. N. MARCOV. « *Antenna EM modeling with matlab* ». Josh Wiley & sons, N.J 2002.

[3] Z. N. CHEN, M. Y.W. CHIA. « *Broadband Planar Antennas Design and Applications* ». Institute for Infocom Research, Singapore, John Wiley & Sons, 2006.

[4] R. A. SAINATI. « *CAD of microstrip antennas for wireless applications* ». Artech House, Inc., 1996.

[5] G. S. N. RAJU. « *Antennas and wave propagation* ». Pearson Education India, 2006.

[6] J. R. JAMES, P. S. HALL et C. WOOD . « *Microstrip antenna: theory and design* ». Peter Peregrinus ,Vol. 12, London, 1986.

[7] L. W. MCKEEN. *« The effect of temperature and other factors on plastics and elastomers* ». William Andrew, New York, 2007.

[8] B. SOURABH, et al. *« Study the various feeding techniques of microstrip antenna using design and simulation using CST microwave studio* ». International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering 4, n° 9 (2014): 318-324.

[9] M. AMMANN. « *Design of rectangular microstrip patch antennas for the 2.4 GHz band* ». Applied microwave and wireless 9, n° 6 (1997): 24-35.

[10] O. BARROU , A. REHA, et A. EL AMRI . « *Etude Paramétrique Des Antennes Patchs Rectangulaires Alimentées Par Proximité* ». Journal Méditerranéenne des Télécommunications 6, n° 2 (2016).

[11] V. L. SUBRAHMANYA. « *Pattern Analysis of the Rectangular Microstrip Patch Antenna* ». final master degree thesis 30 ECTS, Thesis No.: 4/2009 MSc. electrical engineering-Communication & Signal Processing January, 2009.

[12] F. ZAVOSH, et J. T. ABERLE. *« Improving the performance of microstrip-patch antennas* ». IEEE Antennas and Propagation Magazine 38, n° 4 (1996): 7-12.

[13] N. I. VOYTOVICH, A. V. ERSHOV, V. A. BUKHARIN, et N. N. REPIN. « *Temperature effect on cavity antenna parameters* . General Assembly and Scientific Symposium, XXXth URSI, Istanbul, Turkey, 1-4. IEEE, 2011.

[14] A. ELRASHIDI, K. ELLEITHY, et H. BAJWA. « *Effect of temperature on the performance of a cylindrical microstrip printed antenna for TM01 mode using different substrates* ». International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) 3, n° 5 (2011):1-18

[15] Y. R. KUMAR, J. KISHOR, et R. L. YADAVA. « *Effects of temperature variations on microstrip antenna* ». International Journal of Networks and Communications 3, n° 1 (2013):21-24.

[16] S. MAURYA, R. L. YADAVA, et R. K. YADAV. *« Effect of temperature variation on microstrip patch antenna and temperature compensation technique* ».International Journal of Wireless Communications and Mobile Computing 1, n° 1 (2013): 35-40.

[17] F. A. OLUWASEYI, et al. *« Temperature Variation Effect on a Rectangular Microstrip Patch Antenna*. » International Journal of Online & Biomedical Engineering 15, n° 5 (2019).

[18] Sanders, Jeremiah W., Jun Yao, et Haiying Huang. « *Microstrip patch antenna temperature sensor* ». IEEE sensors journal 15, n° 9 (2015): 5312-5319.

[19] S. AZZAZ RAHMANI. « *Analyse et conception des antennes imprimées multi bandes en anneaux concentriques pour les réseaux de télécommunications* ». Thèse de doctorat, Université de Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, 2013.

[20] L. DJOUABLIA. « *Contribution a l'étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments application a la forme triangulaire* ». Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2012.

[21] O.BARAKAT. *« Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millémétrique* ». Thèse de doctorat, Université de Mentouri, Constantine, 2009.

[22] A. BARAKAT. « *Conception et réalisation d'antennes miniatures isotropes dans les bandes C et ISM* ». Thèse de doctorat, Université de Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, 2014.

[23] F. BENMEDDOUR. « *Etude et réalisation d'un résonateur microruban de forme circulaire* ». Thèse de doctorat, Université de Mentouri, Constantine, 2012.

[24] M. BOUSAHLA. « *Analyse et synthèse de réseaux plans ou conformés d'antennes imprimées par méta-heuristiques floues* ». Thèse de doctorat, Université de Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, 2012.

[25] Z. HAROUNI. « *Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz* ». Thèse de doctorat, Université de Paris-Est, Tunis, 2011.

[26] A. BENOMAR. « *Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques.: Application aux Réseaux de Télécommunications* ». Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2015.

[27] A. CHAABANE. « *Conception d'une antenne bip large bande a fort gain* ». Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas, Sétif, 2017

[28] H. B. I. GAHA, « *Analyse et conception des antennes fractales applications aux Télécommunications large bande* ». Thèse de Doctorat Cotutelle No. 3068,Université INPT-ENSEEIHT de Toulouse, 2004

[29] E. DREINA. « *Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multi capteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G* ». Docteur de l'Université de Grenoble délivré par l'Institut polytechnique de Grenoble, 2010.

[30] A. BELHADRI. « *Influence de la supraconductivité à haute température de transition sur la résonance d'une plaque rectangulaire réalisée sur un substrat à anisotropie de type électrique et magnétique* ». Thèse magistère, Université de Kasdi Merbah, Ouargla, 2013.

[31] L. CHOUTI. « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage ».Thèse magistère, Université de Mentouri, Constantine, 2009.

[32] S. BOUSSAHA. « *Contribution à l'étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaires: Application aux systèmes de communication* ». Thèse magistère, Université de 8 Mai 1945, Guelma, 2012.

[33] S. TEBACHE. « *Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées* ». Thèse magistère, Université de Mohamed Khider, Biskra, 2013.

[34] A. KHELLADI. « *Contribution à l'étude des caractéristiques de rayonnement et performance d'antennes diélectriques micro ruban à ondes de fuite non uniforme*» .Mémoire de Magister, Université Abou Belkaid, Tlemcen, 2009.

[35] A. AGOUZOUL. « *Conception et réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique à 60 GHZ pour les applications souterraines* ». Mémoire de Magister, Université du Québec, 2013.

[36] F. A. BELAININE, M. A. SALMI. « Etude de la miniaturisation des antennes par repliement – Application pour la conception d'une antenne 2.4 GHZ». Mémoire de Master en Système Télécommunications, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, 2014.

[37] P. VAUDON. « *Les antennes imprimées* ». Master Recherche Télécommunication Hautes Fréquences et Optiques, IRCOM-Université de Limoges, 2004.

[38] A. Boyer. « *Antennes* ». Support de cours Enonce de travaux dirigés, Institut National des sciences Appliquées de Toulouse.

[39] Ansoft High Frequency Structure Simulator v10 User's Guide.pdf

[40] « Microstrip Line Calculator | em: talk ». http://www.emtalk.com/mscalc.php. [Consulté le 7 juin 2021].