

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie électrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية
المرجع:

**Mémoire présenté en vue de l'obtention
du titre de**

MAGISTER

En Génie électrique

Option : Signaux et Communications

***ETUDE ET CARACTERISATION D'ANTENNES
IMPRIMEES POUR SYSTEME
ULTRA-LARGE BANDE***

Présenté par :

Soltane Samia

Soutenu publiquement le 17/11/2015

Devant le jury composé de :

Président : SBAA Salim	M.C.A.	Université de Biskra
Rapporteur : BENAKCHA Abdelhamid	M.C.A.	Université de Biskra
Examineur : BOUMEHRAZ Mohammed	Professeur	Université de Biskra
Examineur : ABDOU Latifa	M.C.A.	Université de Biskra

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à remercier « **DIEU** » **le Tout Puissant** de m'avoir donné le courage, la volonté, la force et la patience pour mener ce travail.

Je remercie, ensuite, Dr. **BENAKCHA Abdelhamid**, maître de conférences à l'Université Mohammed Khider -Biskra, qui a dirigé ce travail. Je le remercie pour m'avoir proposé ce sujet, pour m'avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques et sa constante disponibilité.

Je remercie également les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail :

- Dr. **SBAA Salim**, maître de conférences à l'Université Mohammed Khider -Biskra,
- Dr. **BOUMEHRAZ Mohammed**, Professeur à l'Université Mohammed Khider - Biskra,
- Dr. **ABDOU Latifa**, maître de conférences à l'Université Mohammed Khider - Biskra,

Mes remerciements vont également à tous les membres de ma famille qui n'ont cessé de m'aider et m'encourager.

Je tien à remercier toute personne qui a contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Enfin, je remercie toute la communauté scientifique.

Résumé

L'objectif de ce mémoire est de présenter d'une façon non exhaustive la technologie ULB et les performances des antennes imprimées utilisées par cette technologie, fonctionnant sur plusieurs Gigahertz tout en répondant aux contraintes spécifiques des applications grand public.

Dans ce mémoire, on s'est intéressé à la caractérisation des antennes imprimées à travers la détermination de leurs paramètres hyperfréquences (fréquence de résonance, bande passante, diagramme de rayonnement, gain, etc..) à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS.

L'analyse par le logiciel est basée sur la méthode des éléments finis. Les résultats de simulation numérique obtenus concernent le champ électrique, la densité de courant, le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement. Ils sont en général en bon accord avec ceux trouvés dans la littérature.

Mots clés : ULB, Antennes imprimées, Caractérisation micro ondes, matériaux, HFSS.

Abstract

The objective of this memory is to present in a no exhaustive way UWB technology and the performances of the printed antennas used by this technology, functioning on several Gigahertz while answering the specific constraints of the general public applications.

In this memory, we where interested in the characterizations of the antennas printed through the determination of their parameters ultra high frequencies (frequency of resonance, bandwidth, diagram of radiation, profit, etc.) using the electromagnetic software of simulation HFSS.

The analysis by the software is based on the finite element method. They got results of digital simulation relate to the electric field, the density of current, the coefficient of reflection, the diagram of radiation. They are in general in concord with those found in the literature.

Keywords: UWB, printed Antennas, waves micro Characterization, materials, HFSS.

المخلص

لهدف من هذه المذكرة هو تقديم تكنولوجيا UWB غير حصرية وأداء الهوائيات المطبوعة التي تستخدمها هذه التكنولوجيا، التي تعمل على جيجاهيرتز متعددة مع تلبية متطلبات محددة من التطبيقات الاستهلاكية.

في هذه المذكرة، اهتمنا بوصف الهوائيات المطبوعة التي نشير إليها بخصائص في ميدان الميكروويف (تردد الرنين، عرض النطاق الترددي، ومخطط الإشعاع والربح، الخ)، على أساس البرنامج الكهرومغناطيسي HFSS الذي يعتمد على العناصر المحدودة. ويستند هذا التحليل على طريقة العناصر المحدودة. نتائج الرقمية و التشخيص التي يمكن الحصول عليها تتعلق بالحقل الكهربائي، وكثافة التيار، ومعامل الانعكاس، ومخطط الإشعاع، باستخدام برنامج HFSS.

الكلمات المفتاحية : ULB، الهوائيات المطبوعة، تشخيص في ميدان الميكروويف، المواد، HFSS

LISTE DES ABREVIATIONS

2D et 3D: Deux et trois dimensions.

α : Coefficient d'atténuation.

γ : Constante de propagation.

σ : Conductivité.

BP : Bande Passante.

BPSK: Bi-Phase Shift Keying.

β : Constante de phase.

\vec{B} : Induction magnétique.

C : Condensateur.

CEPT : European Conférence of Postal and Télécommunications Administration.

DSP : Densité spectrale de puissance.

DAA : Detect Avoid Technology.

\vec{D} : Champ d'induction électrique.

ECC : Electronic Communication Committee.

ETSI : European Technical Standard Institute.

\vec{E} : Champ électrique.

ϵ_r : permittivité relative.

ϵ : Permittivité diélectrique.

FCC : Federal Communications Commission.

f_h : les fréquences limites hautes.

f_l : les fréquences limites basses du spectre de signal.

f_c : Fréquence de coupure.

FDTD: Finite difference Time Domain method.

FEM: Finite Element Method.

f_r : Fréquence de résonance.

GPR : Ground Penetrating Radar en Anglais ou Radar à pénétration de surface.

G : Conductance.

HFSS: High Frequency Structure Simulator.

HDTV : haute définition des télévisions.

h : Epaisseur du substrat.

\vec{H} : Champ magnétique.

IR : l'impulse Radio.

IDA : Infcom Development Authority.

IEEE : Institut pour les ingénieurs électriques et électroniques.

LPD: faible probabilité de détection.

LPI: faible probabilité d'interception.

L : Longueur

λ : Longueur d'onde.

L_{eff} : Longueur effective.

MIC : Ministry of international affairs and communications.

MBOA: Multi Band OFDM Alliance.

MOM: Method Of Moment.

μ : Perméabilité magnétique.

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide.

μ_r : Perméabilité relative.

OOK: On Off Keying.

PIRE1 : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente.

PPM : Pulse Position Modulation.

PAM : Pulse Amplitude Modulation.

P_r : Puissance rayonnée.

P_f : Puissance fournie.

Q : Facteur de qualité.

Q_s : Densité de charges surfaciques.

RF : Radio Frequency.

RFID: Identification Radio Fréquence.

R : Résistance.

ROS : Rapport d'ondes stationnaires.

S₁₁ : Coefficient de réflexion.

TH : Time Hopping Codes.

tan(δ): Tangente des pertes.

Γ : Coefficient de réflexion.

TEM : Transverse électromagnétique.

TE : Transverse électrique.

TM : Transverse magnétique.

VCO : Voltage Control Oscillator.

VSWR: Voltage Standing Wave Ratio.

ω : La pulsation de résonance.

W : Largeur.

WLAN: Wireless Local Area Network.

LISTE DES ILLUSTRATIONS

N° de figure	Titre	N° de page
I.1	Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.	07
I.2	Comparaison entre la DSP d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.	07
I.3	Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002.	09
I.4	Masque d'émission en Europe.	10
I.5	Masque d'émission en Asie.	11
I.6	Propagation par trajets multiples.	14
I.7	Impulsions de forme Gaussienne, leurs dérivées et leurs spectres fréquentiels.	16
I.8	Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation PPM.	18
I.9	Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation PAM.	18
I.10	Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation BPSK.	19
I.11	Différentes applications de l'Ultra Large Bande.	20
I.12	Capacité de débit en fonction de la portée de plusieurs technologies existantes.	21
I.13	Illustration montrant les domaines dans lesquels l'ULB apporte des solutions intéressantes.	22
I.14	Domaines d'applications quotidiennes envisagées avec la technologie ULB.	23
I.15	Routeur intégrant la technologie ULB de chez BELKIN.	24
I.16	Exemple de produit sous forme de clé USB avec l'intégration de la technologie ULB.	24
I.17	Illustration montrant le mode de fonctionnement des différents produits (applications) ULB de WISAIR.	25
I.18	Illustration montrant la puce ScenSor.	25
II.1	Présentation d'une antenne imprimée.	28

II.2	Diverses géométries du conducteur métallique.	29
II.3	Schéma équivalent du dispositif à l'émission.	33
II.4	Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant.	36
II.5	Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant.	36
II.6	Patch couplé capacitivement à ligne micro ruban.	36
II.7	Antenne micro ruban alimenté par câble coaxial.	37
II.8	Alimentation couplée par ouverture	38
II.9	Alimentation couplée par proximité.	38
II.10	antenne patch (a) La géométrie d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale (b) Circuit équivalent rectangulaire.	41
II.11	Exemple de diagramme de rayonnement d'antenne.	46
II.12	Fréquence de résonance pour $W = 3.07$ cm, $L = 2.32$ cm, $\epsilon_r = 9.8$.	47
II.13	Longueur effective pour $L = 23.2$ mm, $f_0 = 2.1$, $\epsilon_{rmax} = 9.8$ et $\epsilon_{rmin} = 2.45$.	47
II.14	Variation de largeur du Patch pour $L = 23.2$ mm, $f_0 = 2.1$, $\epsilon_{rmax} = 9.8$ et $\epsilon_{rmin} = 2.45$.	48
II.15	Modèle de la cavité.	49
II.16	Circuit équivalent idéal d'un résonateur.	49
II.17	Représentation de la cavité dans un repère (O,x,y,z).	50
III.1	Cavité de forme parallélépipédique	58
III.2	Cavité de forme parallélépipédique simulée par HFSS	59
III.3	Excitation d'une cavité résonante en guide d'onde rectangulaire par HFSS.	61
III.4	Schéma du principe de la méthode de mesure en espace libre	62
III.5	Exemple d'un échantillon planaire.	62
III.6	Configuration de la sonde coaxiale	66
III.7	Schéma électrique équivalent.	66
III.8	Répartition de champs E de ligne coaxiale pour la caractérisation large bande par simulation HFSS.	67
III.9	Guide d'ondes chargé	68
III.10	Différents types et configurations de structures de lignes de transmission.	70

III.11	Configuration de mesure par une ligne de transmission.	71
IV.1	Processus de HFSS.	77
IV.2	Fenêtre de gestion des différents modèles à dessiner sur HFSS.	79
IV.3	Utilisation des variables dans HFSS.	80
IV.4	Sélection de type de solution.	81
IV.5	Entrée des conditions aux limites.	83
IV.6	Définition d'un Variable non prédéfinie sur HFSS.	85
IV.7	(a), (b), (c) Structures 3D de l'antenne simulée, (d) Schéma du maillage.	88
IV.8	Paramètre S du Patch à la fréquence 2.35GHZ.	89
IV.9	Le rapport d'ondes stationnaires (ROS).	90
IV.10	Diagramme de rayonnement 2D.	90
IV.11	Diagramme de rayonnement 3D.	91
IV.12	Répartition du champ E.	91
IV.13	Répartition du champ H en surface 2D.	92
IV.14	Densité de courant surfacique du patch.	92
IV.15	(a), (b), (c) Structures 3D de l'antenne simulée, (d) Schéma du maillage.	94
IV.16	Paramètre S du Patch à la fréquence 2.4GHZ.	95
IV.17	Rapport d'ondes stationnaires.	95
IV.18	Diagramme de rayonnement 2D.	96
IV.19	Diagramme de rayonnement 3D.	96
IV.20	Répartition du champ E.	97
IV.21	Répartition du champ H.	97
IV.22	(a), (b), (c) Structures 3D de l'antenne simulée, (d) Schéma du maillage.	99
IV.23	Paramètre S du Patch à la fréquence 10GHZ.	100
IV.24	Rapport d'ondes stationnaires.	100
IV.25	Diagramme de rayonnement en 2D.	101
IV.26	Diagramme de rayonnement en 3D.	101

Liste des tableaux

N° du tableau	Titre	N° de page
I.1	Avantages et inconvénients des méthodes d'amélioration de la bande passante d'un monopole large bande.	8
II.1	Comparaison des différentes techniques d'alimentation.	39
II.2	Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations.	40
III.1	Synthèse des caractéristiques des méthodes de caractérisation à très hautes fréquences	77
IV.1	Types d'excitations proposées par HFSS.	82
IV.2	Paramètres de conception de l'antenne patch micro ruban	86
IV.3	Paramètres de l'antenne patch alimentée par une sonde coaxiale.	93
IV.4	Paramètres de l'antenne patch alimentée par une ligne micro ruban.	98

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements	i
Résumé	ii
Liste des abréviations	iii
Liste des illustrations	vi
Liste des tableaux	ix
Table des matières	x
Introduction générale	01

Chapitre I

Contexte général sur la technologie Ultra Large Bande

I.1 Introduction	04
I.2 Historique et définition de la technologie	05
I.2.1 Historique	05
I.2.2 Définition	06
I.3 Comparaison système ULB / Système à bande étroite	06
I.4 Techniques d'élargissement de la bande passante	07
I.5 Réglementation de l'ULB dans le monde	08
I.5.1 Etats-Unis	09
I.5.2 Europe	09
I.5.3 Asie	10
I.6 Techniques de transmission pour l'ULB (Standardisation)	11
I.7 Caractéristiques générales de la technologie à bande ultra-large	13
I.8 Développements de la technologie à bande ultra-large	15
I.8.1 Avantages potentiels	15
I.8.2 Préoccupations potentielles	15
I.9 Les signaux Ultra Large Bande	15
I.10 Les modulations Ultra Large Bande	17
I.10.1 La modulation PPM (Pulse Position Modulation)	17
I.10.2 La modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation)	18
I.10.3 La modulation OOK (On Off Keying)	18
I.10.4 La modulation BPSK (Bi-Phase Shift Keying)	18
I.11 Avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande	19
I.12 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande	19
I.13 Conclusion	26

Chapitre II

Généralités sur les antennes imprimées

II.1 Introduction	27
II.2 Historique des antennes imprimées	27

II.3	Structure d'une antenne imprimée	28
II.3.1	Les paramètres géométriques de l'antenne imprimée	29
II.3.1.1	Largeur de l'élément rayonnant (patch)	29
II.3.1.2	Longueur du patch	30
II.4	Choix du substrat	30
II.4.1	Les matériaux diélectriques utilisés	31
II.4.2	Critères de choix du substrat	32
II.5	Les caractéristiques des antennes imprimées	33
II.5.1	La directivité	33
II.5.2	Coefficient de réflexion	33
II.5.3	Impédance d'entrée de l'antenne	33
II.5.4	Rendement de l'antenne	34
II.5.5	Le gain	34
II.6	Polarisation de l'antenne	34
II.7	Techniques d'alimentation	34
II.7. 1	Alimentation directe par une ligne micro ruban	35
II.7.1.1	Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant	35
II.7.1.2	Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant	36
II.7.1.3	Antenne patch couplée capacitivement à une ligne micro ruban	36
II.7. 2	Alimentation coaxiale	37
II.7. 3	Alimentation couplée par ouverture	37
II.7.4	Alimentation couplée par proximité	38
II.8	Méthodes d'analyse	40
II.8.1	Méthodes approximatives	41
II.8.1.1	Modèle de la ligne de transmission	41
II.8.1.2	Modèle de la cavité	48
II.8.2	Méthodes rigoureuses	52
II.8.2.1	Méthode des éléments finis	52
II.8.2.2	Méthode des différences finies	53
II.8.2.3	Méthode des moments	53
II.8.2.4	Méthode d'analyse spectrale	53
II.9	Avantages et limitations des antennes imprimées	54
II.10	Les applications des antennes imprimées	55
II.11	Conclusion	55

Chapitre III

Différentes techniques de caractérisation des matériaux

III.1	Introduction	56
III.2	Méthode en cavité résonante	57
III.2.1	Cavité en guide rectangulaire	57
III.2.2	Méthode de perturbation	59
III.2.2.1	Facteur de qualité métallique Q_{0m}	59
III.2.2.2	Facteur de qualité non chargé global	60
III.2.3	Excitation d'une cavité	60
III.3	Méthode en espace libre	61
III.3.1	Principe de fonctionnement	62
III.3.2	Exigences pour les mesures en espace libre	64
III.3.2.1	Condition du champ lointain	64
III.3.2.2	Taille de l'échantillon	65

III.3.2.3 Environnement de mesure	65
III.4 Méthode en sondes coaxiales	65
III.4.1 Principe et conditions de fonctionnement	65
III.4.2 Validité de la méthode	67
III.5 Guide d'ondes chargé	67
III.5.1 Principe et conditions de fonctionnement	68
III.5.2 Validité de la méthode	69
III.6 Méthode des lignes des transmissions	69
III.6.1 Principe et conditions de fonctionnement	70
III.6.2 Validité de la méthode	71
III.7 Avantages et inconvénients des techniques de caractérisation	72
III.8 Conclusions	73

Chapitre IV

Simulation d'antennes ULB par HFSS

IV.1 Introduction	74
IV.2 Le logiciel de simulation HFSS	75
IV.2.1 Présentation du logiciel	75
IV.2.2 Méthode de calcul	75
IV.2.2.1 Méthode des éléments finis	75
IV.2.3 Technique de maillage	76
IV.2.4 Critère de convergence	76
IV.2.5 Le processus du logiciel HFSS	77
IV.2.6 Création des projets par HFSS	78
IV.2.6.1 Insérer une conception de HFSS dans un projet	78
IV.2.6.2 Dessiner un modèle	78
IV.2.7 Types de solution dans HFSS	80
IV.2.8 Excitation d'une structure	81
IV.2.9 Conditions aux limites	82
IV.2.10 Bande de fréquence	83
IV.2.11 Génération des rapports	84
IV.3 Simulations et Résultats	85
IV.3.1 Application 1	86
Antenne patch rectangulaire alimentée par une sonde coaxiale à l'entrée d'une micro ruban fonctionnant à 2.35 GHz.	
IV.3.2 Application 2	93
Antenne rectangulaire alimentée par une sonde coaxiale au milieu du patch fonctionnant à 2.4 GHz.	
IV.3.3 Application 3	98
Antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban dont la fréquence de résonance est de 10 GHz.	
IV.4 Interprétation des résultats de simulation	102
IV.5 Conclusion	102
Conclusion générale et perspectives	103
Références bibliographiques	105

Introduction

générale

Introduction générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les préoccupations de ce domaine, on trouve les antennes. Ce sont des éléments obligatoires pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil.

Pour répondre aux besoins actuels du domaine des télécommunications, les concepteurs en hyperfréquences sont amenés à élaborer des dispositifs à base des antennes planaires. Ces antennes présentent des caractéristiques très avantageuses, surtout dans le cas où elles doivent opérer dans des fréquences élevées.

La transmission des données à haut débit, liée à la demande toujours croissante des dispositifs mobiles, a généré un grand intérêt pour les antennes microbandes et qui sont probablement les antennes les plus utilisées dans les conceptions commerciales compactes. Les principaux avantages de ces antennes sont [1]:

- faibles poids, volume, épaisseur et coût,
- simplicité de fabrication,
- possibilité de mise en réseau,
- intégration d'éléments discrets et conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support.

Cependant, ce type d'éléments présente des limites, notamment la bande passante étroite, le faible gain et la possibilité de résonner avec une seule fréquence.

Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution. Ses axes d'investigation sont principalement motivés par un besoin toujours grandissant en termes de débit de données mais restent freinés par un spectre de fréquences de plus en plus occupé. Dans ce contexte, l'utilisation des signaux ultra large bande pour transmettre l'information semble être une alternative très prometteuse [2].

La technique ULB se distingue des systèmes traditionnels par différents atouts majeurs. D'une part, la largeur de bande occupée instantanément par le signal ULB conduit à une résolution temporelle très fine permettant d'envisager des applications de localisation et de communications bas ou hauts débits au sein d'un même appareil.

D'autre part, la très courte durée des impulsions émises assure une transmission robuste dans un canal multi-trajets. Enfin, la faible densité spectrale du signal permet au système ULB de coexister avec les applications existantes. La technique ULB se caractérise également par la possibilité d'une implémentation simple à faible consommation et faible coût.

L'objectif de ce mémoire est d'étudier et caractériser des antennes ultra larges bande en technologie imprimée. La caractérisation d'antennes imprimées consiste, premièrement, à caractériser son matériau diélectrique (déterminer sa permittivité et sa tangente des pertes) utilisé dans la fabrication des antennes imprimées, ensuite passer au dimensionnement géométrique de l'antenne imprimée fabriquée à base de ce substrat. La caractérisation de l'antenne se poursuit également par la détermination de ses paramètres hyperfréquences (fréquence de résonance, bande passante, diagramme de rayonnement et gain) à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS. Pour atteindre cet objectif, le présent travail est réparti sur quatre chapitres.

Le premier chapitre a pour objectif de présenter la technologie ULB. Ainsi, un bref historique et une description des spécificités des systèmes ULB sont effectués. Ensuite, les modulations et les signaux ULB sont présentés. La dernière partie du présent chapitre est la description des principales applications de l'ULB et ses avantages et inconvénients.

Dans le second chapitre, nous décrirons une étude de dimensionnement sur l'antenne imprimée. Ainsi, le principe de fonctionnement, la conception et les caractéristiques de l'antenne sont présentés et les méthodes d'analyse résumées.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons des méthodes de caractérisation des matériaux, en l'occurrence, la méthode en cavité résonante, la méthode en espace libre, la méthode des lignes de transmission et la méthode en sondes coaxiales et guide d'ondes chargé.

Le quatrième chapitre est une présentation du logiciel de simulation hyperfréquence HFSS (High Frequency Structure Simulator). Son principe de fonctionnement qui se base sur la méthode des éléments finis (FEM) à laquelle est incorporée une fonction de discrétisation adaptative pour générer les solutions. La FEM permet à HFSS de pouvoir solutionner des structures 3D de formes irrégulières et modéliser une grande quantité de matériel diélectrique. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous étudierons quelques applications à une illustration de la caractérisation des antennes patchs et une discussion et interprétation des résultats numériques obtenus par exploitation du logiciel de simulation hyperfréquence HFSS.

Nous clôturerons le travail par une conclusion générale qui permettra de résumer l'ensemble du travail effectué et les perspectives susceptibles de compléter le présent travail.

CHAPITRE I

*Contexte général sur la
technologie ultra large
bande*

Chapitre I: Contexte général sur la technologie Ultra Large Bande.

I.1 Introduction

La technologie à ultra large bande (ULB) est une technologie sans fil qui peut être exploitée à très faible densité de puissance pour la communication à des débits de données élevés sur de courtes distances. Elle consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences. On parle souvent d'une bande allant de 500 MHz jusqu'à plusieurs GHz.

La technologie ULB est mise au point à l'origine pour des applications militaires et on a commencé à l'utiliser dans des applications civiles. Puis suscitant un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle, elle fut transportée aux applications de télécommunications. Ces dernières, allant des systèmes de communications tels les échanges de données entre deux portables aux applications médicales, évoluent actuellement vers les systèmes de télécommunications dits "on body". Les propres caractéristiques de l'Ultra Large Bande comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle permettent de proposer des systèmes de communications à très hauts débits, pouvant ainsi atteindre plusieurs centaines de Mbits/s, voire 1 Gbits/s. Cette largeur de bande est favorable pour des émissions en milieux perturbés tels les applications "indoor" où plusieurs fréquences et normes différentes y sont présentes.

En revanche, les puissances d'émission autorisées sont largement inférieures aux normes radio et limitent donc la portée des communications à quelques centaines de mètres, pour de bas débits, dans le meilleur des cas. On en conclut ainsi que la technologie ULB est parfaitement positionnée pour la marche des radiocommunications de proximité.

Ce chapitre se propose de présenter la technologie ULB de manière générale et sera entièrement consacré à :

- une brève présentation de l'histoire de l'ULB et comparaison entre système ULB et un système à bande étroite,
- la présentation de la réglementation imposée dans le monde à ce système, suivie des techniques de transmission et caractéristiques,
- la présentation des signaux et des modulations ULB et une liste d'applications de l'ULB,
- le chapitre se terminera par l'exposé des avantages et inconvénients de l'ULB.

I.2 Historique et définition de la technologie

I.2.1 Historique

L'ULB a pendant longtemps désigné des formes d'ondes sans porteuse c'est-à-dire des signaux impulsionnels dont la durée peut-être de l'ordre de la nanoseconde. On trouve également d'autres désignations dans la littérature telles que : Impulse Radio (radio impulsionnelle), carrier-free radio (radio sans porteuse), time domain radio (radio du domaine temporel), large relative band with radio (radio à grande largeur de bande relative) [2].

Historiquement, l'utilisation de la technologie ULB remonte à 100 ans, à l'époque où G. Marconi réalise la toute première transmission sans fil longue distance d'un code morse reliant l'île de Wight à Cornwall en Angleterre [3]. Bien que l'utilisation des transmissions à distances sur fil remonte à l'époque du XIXème siècle, les techniques de télécommunications modernes doivent leurs fondements théoriques aux publications de Claude Shannon en 1948. Depuis les travaux dans le domaine des télécommunications n'ont cessé d'évoluer. Néanmoins les travaux sur l'ULB ne débiteront réellement qu'à partir des années 60 aux Etats-Unis.

C'est à cette époque que les systèmes émettant des signaux non sinusoïdaux commencent réellement à être exploités, dans un premier temps dans les systèmes Radar, pour des applications militaires tel que le GPR (Ground Penetrating Radar) pour la surveillance et la détection des mines enfouies dans le sol [4].

Les systèmes émettant des impulsions brèves ont une bonne capacité de résolution temporelle, puisque la résolution est inversement proportionnel à la largeur de leurs bandes: plus la durée d'un signal est brève plus son spectre est large.

En 1973, Gerald F. Ross et Kenneth W. Robbins déposent pour Sperry Rand corporation le premier brevet sur un système de communications reposant sur l'émission et la réception d'impulsions d'une durée inférieure à la nanoseconde [5]. Ce brevet est considéré comme le premier dans le domaine des communications ULB.

A partir de 1994, les projets américains ne sont plus confidentiels. Ce fait marquera, d'abord les Etats-Unis puis le monde entier avec une augmentation fulgurante des travaux de recherches sur la technologie ULB et suscite ainsi un intérêt important dans la communauté des communications car l'ULB laisse entrevoir la possibilité d'accéder à de très hauts débits. Depuis l'utilisation du terme ULB en 1989 et jusqu'en 2002, l'acronyme ULB désigne: l'impulse radio (IR), c'est-à-dire les techniques basées sur l'émission d'impulsions de très courtes durées soit inférieures à la nanoseconde et présentent un très faible rapport entre la durée de l'impulsion et sa période de répétition. Par conséquent, on a un signal dont la largeur de bande est extrêmement grande et possédant une très faible densité spectrale de puissance (DSP).

I.2.2 Définition

La définition de l'ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante. Un signal est dit ultra large bande si :

- Sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB).
- Sa bande passante relative est supérieure à 0.2 :

$$BP_{\text{relative}} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2 \quad (\text{I.1})$$

Où f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites hautes et basses du spectre de signal, fréquences prises à -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

La plupart des concepteurs de systèmes ULB adoptent une autre définition, à savoir une bande passante à -10 dB supérieure à 1.5 GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système). Un exemple pratique est un système radio centré à 2 GHz, de bande passante, à -10 dB, de 1.6 GHz [7].

I.3 Comparaison système ULB / Système à bande étroite

Les caractéristiques de la technique ultra à large bande (ULB) diffèrent largement de celles des techniques classiques. En effet, cette technique transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des

impulsions de très courtes durées (1 ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB [7].

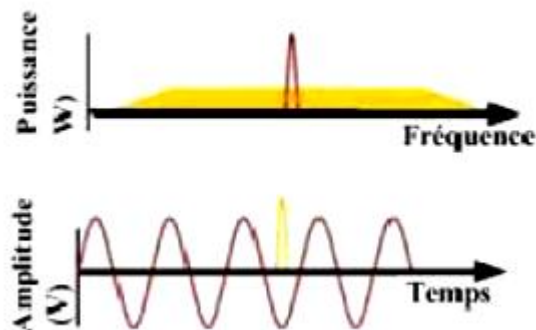


Figure I.1: Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB [7].

Depuis février 2002, la FCC a alloué le spectre de 3.1-10.6 GHz pour l'utilisation de l'ULB sans licence. Le masque spectral de puissance de l'ULB représenté sur la figure I.2 est défini pour permettre une densité spectrale de puissance très faible (DSP maximale :-41.3 dBm/MHz) sur toute la bande de fréquences de l'ULB.

Cette puissance très faible sur une très large bande passante permet à d'autres systèmes à bande étroite de coexister avec l'ultra large bande. Ces caractéristiques ont présenté une multitude de défis aux concepteurs dans une grande variété de domaines comprenant la conception de circuit et de système RF mais aussi la conception d'antenne [7].

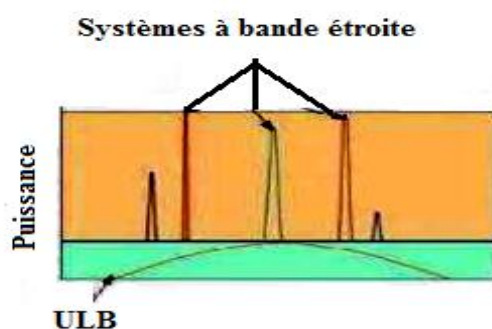


Figure I.2 : Comparaison entre la DSP d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB [7].

I.4 Techniques d'élargissement de la bande passante

Différentes techniques ont été envisagées pour élargir la bande passante et stabiliser le diagramme de rayonnement. Pour augmenter la bande passante du monopole, on peut citer l'utilisation d'un court-circuit, le décalage de l'alimentation, l'utilisation des encoches et la technique de

l'évasement symétrique. Toutes ces méthodes se basent sur le même effet physique, à savoir le fait d'ajouter des modes supplémentaires à la structure.

Des méthodes existent aussi pour stabiliser le diagramme de rayonnement du monopole carré, par exemple :

- ajouter un second élément rayonnant, identique au précédent, perpendiculaire à l'élément rayonnant principal.
- une méthode consistant à utiliser trois monopoles rectangulaires pliés, espacés de 120°.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
Court-circuit	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Diminution de 50% de la taille ▪ Fort courant sur le court-circuit 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Diminution de l'efficacité à bande passante identique. ▪ Instabilité du diagramme de rayonnement.
Décalage de l'alimentation	<ul style="list-style-type: none"> ▪ 129% de bande passante contre 68% pour le monopole initial. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Instabilité du diagramme de rayonnement.
Encoches	<ul style="list-style-type: none"> ▪ 169% de bande passante contre 68% pour le monopole initial 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Instabilité du diagramme de rayonnement.
Evasement symétrique	<ul style="list-style-type: none"> ▪ 129% de bande passante contre 68% pour le monopole initial. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Instabilité du diagramme de rayonnement.
Monopole croisé	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Stabilité du diagramme de rayonnement. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Difficulté de fabrication. ▪ 111% de bande passante. ▪ 169% pour monopole à évasement symétrique.
Monopole à 3 plaques	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Stabilité du diagramme de rayonnement. ▪ 129% de bande passante contre 68% pour le monopole initial 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Difficulté de fabrication.

Tableau I.1 : Avantages et inconvénients des méthodes d'amélioration de la bande passante d'un monopole large bande [66].

Le tableau ci-dessus récapitule les avantages et les inconvénients des différentes méthodes permettant d'élargir la bande passante d'un monopole (exemple : rectangulaire).

I.5 Réglementation de l'ULB dans le monde

Les systèmes ULB opèrent sur une largeur de bande très grande (quelques GHz). Cette grande largeur de bande coexiste avec d'autres utilisateurs et d'autres systèmes de communications. Bien que la puissance d'émission de ces signaux soit très faible, l'ULB doit tout de même respecter la réglementation. De plus l'une des principales particularités de l'ULB est l'absence de licence pour

accéder à la bande ULB, ce qui permet de produire et d'accéder au contenu librement et à moindre coût. Néanmoins les réglementations prises autour des signaux ULB varient d'une zone géographique à une autre. Dans la suite nous présentons les réglementations de l'ULB dans le monde.

I.5.1 Etats-Unis

Le masque réglementaire de l'ULB aux Etats-Unis a été défini par la FCC. Le masque d'émission décidé par la FCC a été présenté sur la figure (I.3). Pour les applications de communications et celles de localisation, une émission de signaux avec une puissance moyenne maximale isotropique rayonnée de -41.3 dBm/MHz sur la bande 3.1GHz - 10.6GHz est autorisée.

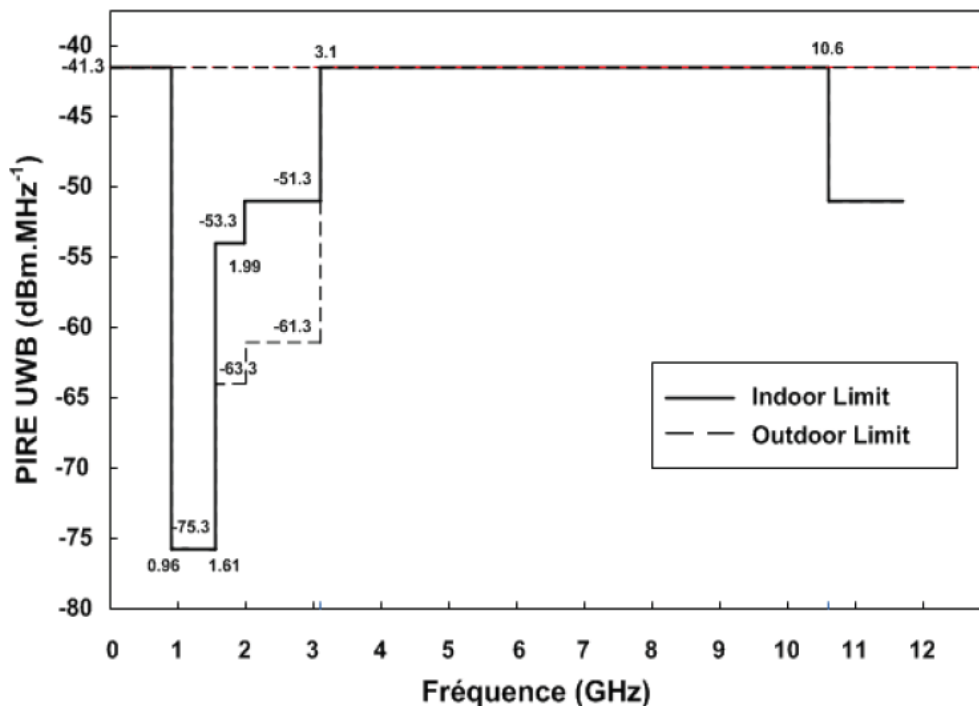


Figure I.3 : Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002 [8].

I.5.2 Europe

L'organisme de normalisation de l'ULB en Europe est l'ETSI (European Technical Standard Institute). Cet organisme travaille en collaboration avec le CEPT (European Conference of Postal and Télécommunications Administration) qui a pour rôle d'étudier l'impact des systèmes ULB sur les systèmes qui existent déjà et de prendre la décision sur les réglementations du spectre [8]. Par rapport à la réglementation américaine, une proposition plus restrictive a été adoptée par le CEPT en mars 2006 [9].

Le masque d'émission proposé par l'ECC (Electronic Communication Committee) est décrit sur la Figure (I.4). Cette première décision limite l'émission de signaux ULB à la bande 6 GHz– 8.5 GHz avec une DSP de -41.3 dBm/MHz sans techniques de mitigations (technique d'atténuation d'émission afin de protéger des perturbations entre systèmes environnent) pour ces dispositifs.

Néanmoins dans la bande 4.2 GHz – 4.8 GHz, une autorisation a été validée par l'ECC, permettant aux équipements introduits avant le 31 décembre 2010 d'émettre à -41.3 dBm/MHz.

Pour les équipements ULB dans les véhicules ou les trains, un contrôle de puissance est nécessaire avec une marge de 12 dB par rapport à la puissance maximale autorisée dans les bandes 4.2 GHz – 4.8 GHz et 6 GHz – 8.5 GHz. Si ce contrôle n'est pas respecté alors la puissance à bord des véhicules est limitée à -51.3 dBm/MHz [10]. Concernant les mécanismes de restrictions, ils ont pour objectif d'assurer la cohabitation des systèmes ULB avec d'autres systèmes radio comme le WiMAX ou la 4G.

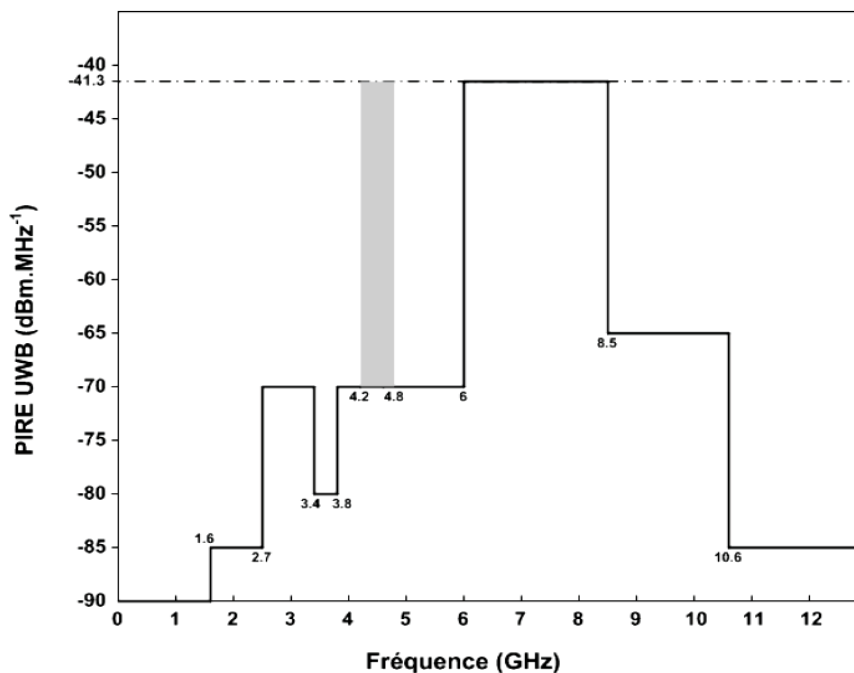


Figure I.4 : Masque d'émission en Europe [8].

I.5.3 Asie

En Asie, au Japon, le MIC (Ministry of international affairs and communications) a proposé en 2006 l'émission de signaux ULB sans licence. Tout comme la FCC, une réglementation autorisant l'émission à -41.3 dBm/MHz pour les équipements ULB est imposée. La figure (I.5) présente le masque d'émission au Japon.

Le Japon a repris le modèle européen en appliquant certaines des techniques de mitigation adoptée en Europe pour la bande 3.4 GHz – 4.8 GHz. De plus, une « phased approach » sur la bande

4.2 GHz-4.8 GHz a été appliquée tout comme en Europe. Cette approche permettait jusqu'en 2008 l'introduction et la commercialisation d'une première génération d'équipements sans aucune technique de mitigation [11].

Enfin à Singapour, c'est l'IDA (Infcom Development Authority) qui est en charge de fixer la réglementation concernant le masque d'émission pour les équipements ULB. En février 2003 l'IDA crée une zone géographique dédiée à la recherche sur l'ULB. A l'intérieur de cette zone, dans la bande 2.2 GHz – 10.6 GHz, les systèmes ont une puissance d'émission 6 dB supérieure à la limite imposée par la FCC. Le but de ces recherches est d'encourager le travail sur la perturbation induite par l'ULB sur les autres systèmes. Ceci permet de mettre en place les restrictions appropriées sur la puissance d'émission ULB.

Notons que les réglementations imposés par l'Europe, les Etats Unis et l'Asie ont une bande commune, la bande 7.25 GHz – 8.5 GHz, sans aucune technique de mitigation et qui permettra à terme de rendre les systèmes complètement nomades d'un continent à l'autre.

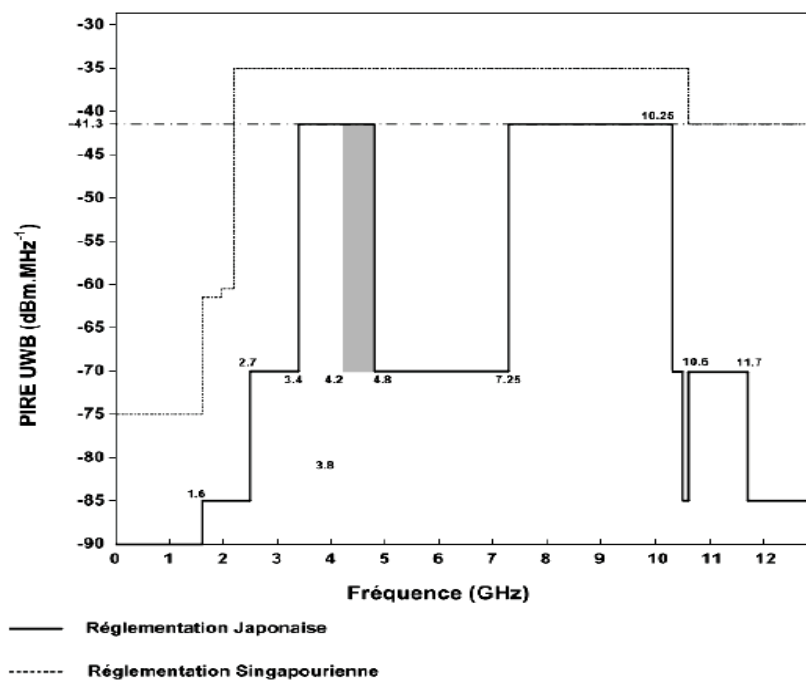


Figure I.5 : Masque d'émission en Asie [11].

I.6 Techniques de transmission pour l'ULB (Standardisation)

Le développement d'une nouvelle technologie pour la marche apporte de multiples préoccupations. Les concernés par la technologie doivent décider de fabriquer et vendre les produits eux mêmes ou s'aligner avec d'autres entreprises afin qu'elles puissent les produire selon les normes et

standard existants déjà sur le marché. Cette évolution nécessite la modification ou la création de nouveaux standards.

L'institut pour les ingénieurs électriques et électroniques (IEEE) est un organisme de normalisation qui aide à établir des normes telles que le Wifi et le Firewire pour l'industrie de l'électronique destiné au grand public.

Dès 2002, un processus de standardisation a été mis en place aux Etats-Unis dans le cadre de la norme IEEE 802.15.3a, parallèlement au processus de réglementation. L'IEEE a établi le groupe d'étude de la norme 802.15.3a afin de définir un nouveau concept de couche physique pour les applications à haut débit et à courte portée.

Avec un débit pouvant atteindre 480 Mbits/s, ce groupe a l'intention de développer un standard s'adressant aux applications multimédias. Le travail inclut également l'analyse du modèle du canal de propagation qui devrait être utilisé dans l'évaluation d'un système ULB.

L'objectif de ce groupe d'étude est de fournir une couche physique plus haut débit, comme alternative à celle qui a été approuvée dans le standard 802.15.3. Les caractéristiques principales souhaitées pour cette couche physique alternative sont :

- La coexistence avec tous les standards IEEE 802 existants.
- Un débit vise plus de 100 Mbits/s pour les applications grand public.
- Une performance robuste aux multi-trajets.
- Utilisation d'une partie additionnelle non licenciée du spectre pour les applications WPAN à haut débit.

Dès juin 2003, apparait le MBOA (Multi Band OFDM Alliance) SIG qui regroupe la plupart des grands industriels (Intel, Nokia, HP, Philips, ...) [12] de l'électronique mondiale pour promouvoir l'implémentation "multi bande" auprès de l'IEEE. En réaction fin 2004, les défenseurs d'une implémentation "impulsionnelle" se rassemblent sous l'appellation ULB Forum 7 et regroupent notamment Motorola, certaines des PME pionnières (Pulse Link, Aether Wire) ainsi que de nombreux centres de recherche académiques. Ceci s'explique car le mode impulsionnelle est plus proche des origines de la technologie.

La haute définition des télévisions (HDTV) est destinée à prendre plus d'ampleur dans l'avenir. Elle nécessite également des transmissions simultanées avec des débits excédents les 110 Mbits/s. Ces applications ont donc abouti à la création du groupe de travail IEEE 802.15.3a chargé de

l'étude d'une couche physique alternative permettant d'accéder à de très forts débits de 480 Mbit/s dans la technologie ULB.

Les premières propositions de ce groupe apparaissent au début 2003. Elles sont essentiellement basées sur la cohérence des traitements en réception. Après un long processus de sélection, uniquement deux solutions, non adoptées par le standard, coexistent.

La première est la solution impulsionnelle "DS-CDMA" qui propose des transmissions à haut débit en augmentant la fréquence des impulsions en émission.

La seconde, fondée sur le principe de la multi bande, évite les probables interférences inter symboles en utilisant une période de répétition supérieure à la durée d'étalement du canal pour chaque sous bande. L'utilisation d'un saut de fréquence permet l'exploitation correcte des sous bandes. Cette solution a rapidement été délaissée au profit de l'OFDM qui privilégie une émission des signaux simultanément sur des fréquences parallèles et ceci aux dépens de l'exploitation de la bande disponible.

En août 2004, un nouveau standard 802.15.4a moins exigeant et moins sévère fut proposé. Il permet la transmission avec des débits ne dépassant pas les 2 Mbit/s. C'est également le standard des applications de communications ULB pour de plus faibles débits. Le 802.15.4a garantit des transmissions radios plus fiables que celles autorisées par le standard 802.15.4 (fondement du ZigBee) tout en permettant des portées allant jusqu'à 300 mètres. Il offre également une gamme de débits plus larges (de l'ordre de 50 kbit/s jusqu'à 1 Mbit/s) et assouvit les applications aux contraintes de coût et de consommation plus sévères. Cette technologie est généralement adaptée aux applications de géo localisation fine (quelques dizaines de centimètres).

I.7 Caractéristiques générales de la technologie à bande ultra-large

La technologie à bande ultra-large (ULB) possède certaines caractéristiques intéressantes :

- **Faible susceptibilité à l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples:**

L'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples (figure I.6) peut réduire l'efficacité des systèmes de communication classiques (non ULB). Dans le cas des communications ULB, le signal transmis possède une grande largeur de bande (résolution temporelle très fine). Comme la fenêtre d'observation au récepteur est étroite, les réflexions multiples avec des retards inférieurs à la nanoseconde peuvent être résolues et additionnées de manière constructive pour donner un gain comparable à celui d'une propagation par trajet unique direct [13].

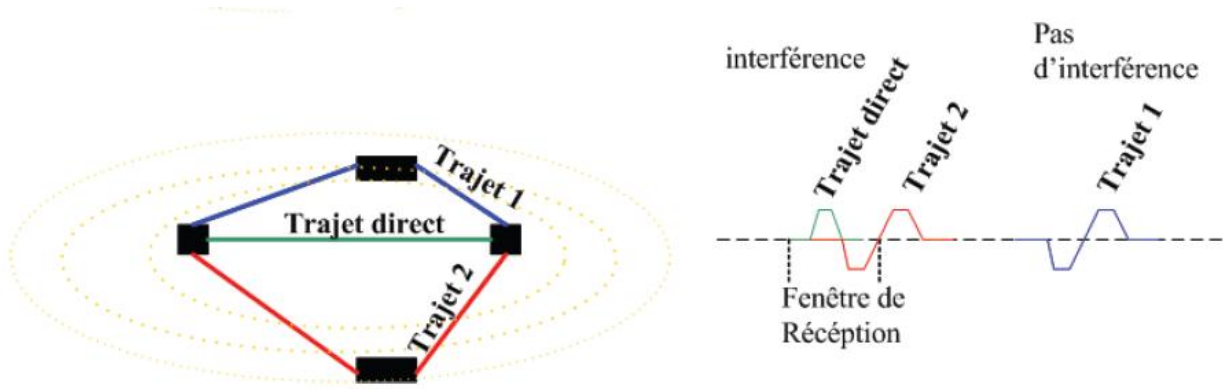


Figure I.6 : Propagation par trajets multiples [13].

- **Une sensibilité moindre au brouillage:** la FCC a fixé pour l'ULB un niveau bas de densité spectrale de puissance en émission (PIRE maximal par MHz : -41.3 dBm). Grâce à cette caractéristique sa nuisance sur les autres systèmes est réduite.
- **Communications protégées :** Les signaux ULB sont plus secrets et potentiellement plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunication classiques, parce qu'ils occupent une grande largeur de bande, peuvent être produits sous une forme semblable au bruit, peuvent être transmis à un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieur au bruit de fond des récepteurs de radiocommunication classiques, et peuvent être transmis avec un code de synchronisation unique à des millions de bits par seconde.

Ces caractéristiques permettent la transmission protégée de signaux avec une faible probabilité de détection (LPD) et une faible probabilité d'interception (LPI).

- **Simplicité relative des systèmes :** Dans les systèmes de communication sans fil qui utilisent la technologie ULB, l'information de la bande de base peut moduler directement des impulsions courtes au lieu de moduler une onde sinusoïdale. Dans cette forme de mise en œuvre, l'émetteur-récepteur ULB ne comprend aucun synthétiseur à boucle à verrouillage de phase, ni oscillateur commandé par tension, ni mélangeur, ni amplificateur de puissance. L'émetteur-récepteur ULB a donc une architecture relativement simple par comparaison à l'émetteur-récepteur superhétérodyne, ce qui pourrait se traduire par des coûts inférieurs de l'équipement.

- **Propriétés de pénétration :** Les signaux ULB ont une bonne capacité de pénétration dans les murs et les obstacles et ils permettent la localisation de grande précision. Ces propriétés seraient également utiles dans des applications telles que l'imagerie médicale.

I.8 Développements de la technologie à bande ultra-large

I.8.1 Avantages potentiels

La technologie ULB pourrait être intégrée à un grand nombre d'applications dont bénéficieraient le public, les consommateurs, les entreprises et l'industrie. Voici quelques exemples d'applications actuelles et potentielles de la technologie ULB :

- Accroissement de la sécurité publique par l'utilisation de systèmes radar de véhicule à des fins de prévention des collisions, d'activation des coussins gonflables, de détection de l'état de la route, etc.
- Détection de position et de mouvement d'objets. Les applications de cette catégorie peuvent être utilisées par les services chargés de l'application de la loi, les services de sauvetage et les services d'incendie pour détecter les personnes cachées derrière des murs ou sous des débris dans des situations telles qu'une prise d'otages, un incendie, un effondrement d'édifice ou une avalanche. La technologie ULB peut aussi être utilisée dans les hôpitaux et les cliniques pour une variété d'applications médicales dans le but d'obtenir, par exemple, des images des organes internes d'une personne ou d'un animal.

I.8.2 Préoccupations potentielles

L'introduction des systèmes de radiocommunication ULB suscite des préoccupations ayant trait notamment aux aspects suivants :

- Détermination des fréquences appropriées : les émissions ULB couvrent une très large bande de fréquence.
- Une des difficultés consiste à trouver des fréquences appropriées et une façon d'introduire les applications ULB sans causer de brouillage préjudiciable aux systèmes de radiocommunication autorisés.

I.9 Les signaux Ultra Large Bande

Inversement proportionnelles à la bande passante de fréquence, ces impulsions brèves sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes. Ainsi, elles peuvent être modulées en amplitude, en position ou encore en phase. En plus de cette forme de modulation, ces dernières peuvent être combinées à des codes temporels TH (Time Hopping Codes) afin de contourner les problèmes d'interférences avec d'autres liaisons concomitantes. Le choix de la forme est primordial et prend en compte plusieurs paramètres liés au système.

Ce choix est important vis à vis de la bande passante du récepteur, du taux d'erreur binaire, du niveau seuil de détection, de l'antenne conçue, ... La plus courante des impulsions est la gaussienne et ses dérivées. Vu la simplicité de la mise en œuvre. Elles sont représentées par la formule suivante :

$$g(t) = A * e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \quad (I.2a)$$

$$g_n(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left(A_n * e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \right) \quad (I.2b)$$

Avec T_c la durée du signal, τ le paramètre caractérisant la largeur de l'impulsion et A l'amplitude du signal.

La figure I.7 (a) présente les impulsions gaussiennes dans le domaine temporel. Parallèlement leurs densités spectrales respectives sont présentées à la figure I.7 (b).

- (i) la gaussienne.
- (ii) le monocycle gaussien, appelé aussi dérivée première de la gaussienne.
- (iii) la dérivée seconde de la gaussienne.

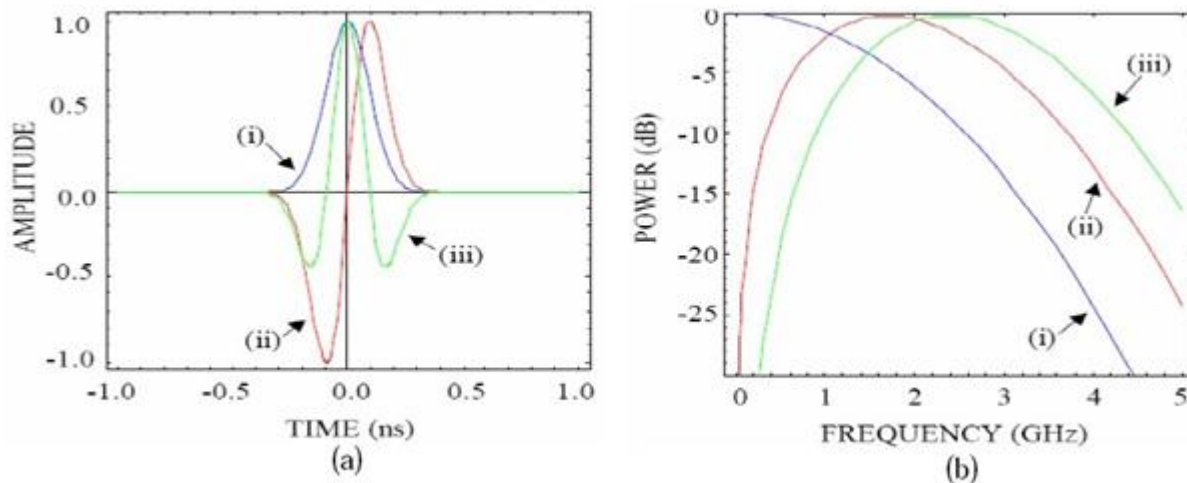


Figure I.7: Impulsions de forme Gaussienne, leurs dérivées et leurs spectres fréquentiels [14].

On peut constater que pour une même période, la fréquence centrale du spectre augmente avec l'ordre de dérivation de l'impulsion. Ces impulsions et notamment le monocycle gaussien (ii) sont les impulsions les plus utilisées en ULB impulsif.

Il existe beaucoup d'autres formes d'impulsions telles les impulsions basées sur les fonctions polynomiales d'Hermite, le monocycle Manchester, rectangulaire, etc... [14] [15].

Avec l'utilisation de ce type, l'ULB en impulsif présente les avantages suivants:

- La capacité d'obtenir une très grande précision dans la mesure des distances grâce à la finesse des impulsions, ce qui facilite la localisation.
- La très faible puissance spectrale sur un très large spectre confère à l'ULB une faible probabilité d'interception et de détection.
- Le spectre étendu du signal large bande permet à ce dernier une grande capacité de pénétration dans différents objets grâce aux basses fréquences du spectre. Cependant, plus la fréquence centrale de spectre augmente, moins la pénétration est importante.

Cependant, la finesse d'impulsion nécessite des horloges très précises, et donc coûteuses. Afin d'éviter les perturbations sur les sous bandes accordées à d'autres usages, il est nécessaire de compléter le filtrage, ce qui complique donc à la fois la chaîne d'émission et la chaîne de réception.

Comparé au WiFi, l'un des principaux avantages de cette forme d'onde de type ULB-IR est dans la capacité d'une localisation avec un taux de précision inférieur à un mètre.

En ce qui concerne les équipements existants aujourd'hui, ils sont particulièrement limités à des applications professionnelles.

I.10 Les modulations Ultra Large Bande

Ces signaux sont émis sous forme de train d'impulsions. Une simple répétition de ces impulsions à intervalle de temps régulier et sans modulation ne contient aucune information. Cependant, pour pouvoir établir une transmission de valeur, il faut coder ces trains d'impulsions. Ainsi un même code est attribué à chaque utilisateur bénéficiant d'un canal et qui ne peut être détecté que par le récepteur respectant le même code. Ce canal est alors transparent à tout autre usager ou système de communications, en rappelant que le niveau permis est assez faible comparé aux autres systèmes de transmissions. Pratiquement, les symboles sont composés d'une ou plusieurs trames.

I.10.1 La modulation PPM (Pulse Position Modulation)

De l'anglais "pulse position modulation", la modulation par position d'impulsion a un principe simple : l'information est donnée en fonction de la position de l'impulsion. C'est une modulation temporelle. Dans un segment de trame, un bit "0" pourra être représenté en émettant l'impulsion 150 ps "plus tôt" et un "1" 150 ps "plus tard".

La référence étant donnée par deux paramètres; " T_c " longueur du signal et " δ " décalage de temps. La distribution d'énergie étant uniforme, suite à un décalage temporel, le "0" et le "1" seront représentés par des impulsions de même amplitude et phase, à un Δt près. Se limitant à une

modulation binaire, le débit sera très bas. C'est pourquoi l'on utilise des modulations dites M-aire ou chaque symbole est défini par plusieurs bits. Ainsi le débit augmente [16].

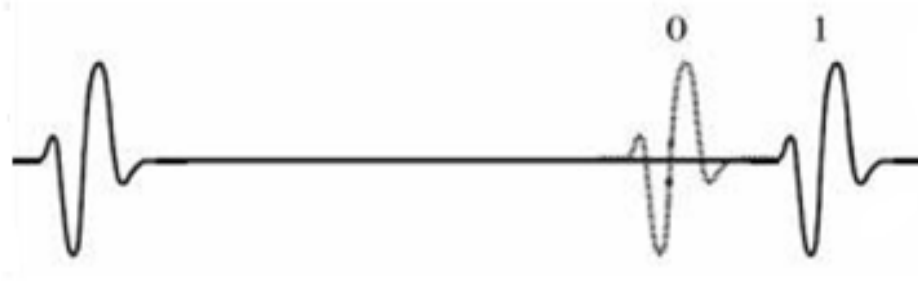


Figure I.8 : Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation PPM [16].

I.10.2 La modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation)

Cette modulation n'est plus tout à fait uniquement temporelle. Impliquant ainsi l'amplitude de l'impulsion, un "1" et un "0" seront bien représentés par deux impulsions de même phase et souvent répétées à intervalle régulier mais avec des amplitudes différentes. Pour les mêmes raisons que celles de la modulation PPM, la modulation PAM peut être binaire et M-aire.

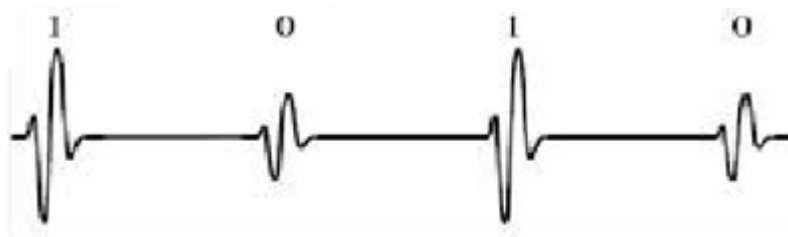


Figure I.9 : Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation PAM [16].

I.10.3 La modulation OOK (On Off Keying)

Elle est considérée comme un cas particulier de la modulation PAM. Le "1" garde son amplitude tandis que le "0" a un niveau nul. Ainsi c'est la présence ou l'absence de l'impulsion qui définit le bit. Seule une modulation binaire est donc possible.

I.10.4 La modulation BPSK (Bi-Phase Shift Keying)

Dans cette modulation, la phase de cette dernière caractérise la différence entre un "0" et un "1". On code ainsi la polarité des impulsions. La modulation peut être binaire ou M-aire. Le plus répandu est un déphasage de 0 degré pour un bit "0" transmis et un déphasage de 180 degrés pour un bit "1" transmis.

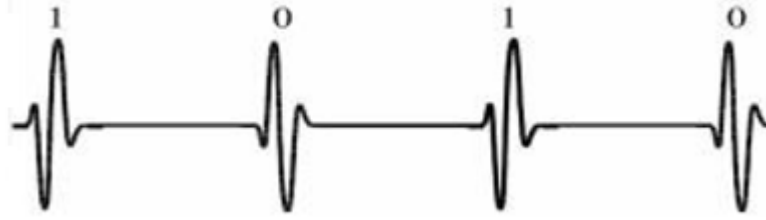


Figure I.10 : Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation BPSK [16].

I.11 Avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande

- Débit important pour un Wireless Local Area Network (WLAN).
- Bonne capacité de pénétration dans les murs et obstacles.
- Précision temporelle élevée.
- Possibilité d'une architecture commune pour les applications de communications, de localisation et de radar.
- Réduction des évanouissements causés par les trajets multiples.
- Consommation électrique maîtrisable.

✓ Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette technique de communication tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences [13].

I.12 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

En février 2002, la FCC a défini trois types d'applications pour l'ULB [17], les bandes de fréquences pour ces applications sont :

- Bande de fréquence <1 GHz: radar GPR et radar "see through wall".
- Bande 1.99-10.6 GHz: Applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz: Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.
- Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules.

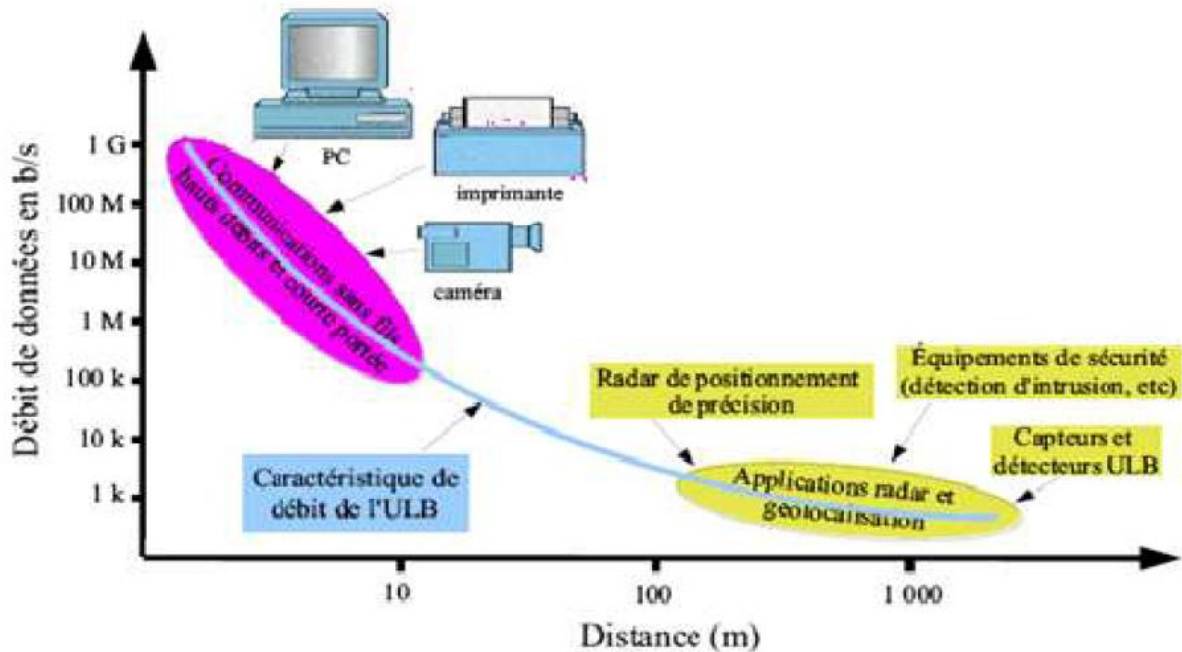


Figure I.11 : Différentes applications de l'ULB [17].

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les applications ULB sont nombreuses. Cette technologie commence à envahir tous les domaines. On peut définir principalement les trois grandes catégories [18] [19] [20] :

- ✓ La détection.
- ✓ La géolocalisation.
- ✓ Les communications sans fil (Wireless).

L'application visée entre dans la catégorie des applications de communications sans fil. L'un des plus importants critères de ce type d'applications est le débit. Le débit brut théorique varie entre 480 Mbps à 2 m et 11 Mbps à 10 m. Ce débit bien supérieur à ce qui se fait de mieux actuellement avec Hiperlan2 (54Mb/s) peut s'expliquer par la formule de Shannon sur la capacité théorique du canal:

$$C = B * \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (I.3)$$

En effet la capacité du canal C croit proportionnellement avec la bande passante B du signal et décroît de façon logarithmique avec le rapport signal à bruit S/N. Par ailleurs, la nature ultra large bande du signal ULB combat intrinsèquement le problème des évanouissements rapides (fading) particulièrement contraignants en environnement intra-bâtiment. En effet, plus le signal émis est court dans le temps, moins le chevauchement de deux multi-trajets au niveau du récepteur est probable.

Ces trois grandes catégories des applications ULB sont essentiellement différenciées par le niveau de débit utilisé. Il y a donc les applications à haut et très haut débit de l'ordre de 480Mb/s jusqu'à 1Gb/s. D'autre part, il y a les applications à bas débit, permettant essentiellement d'offrir des moyens de localisation "Indoor" en complémentarité aux services de communications.

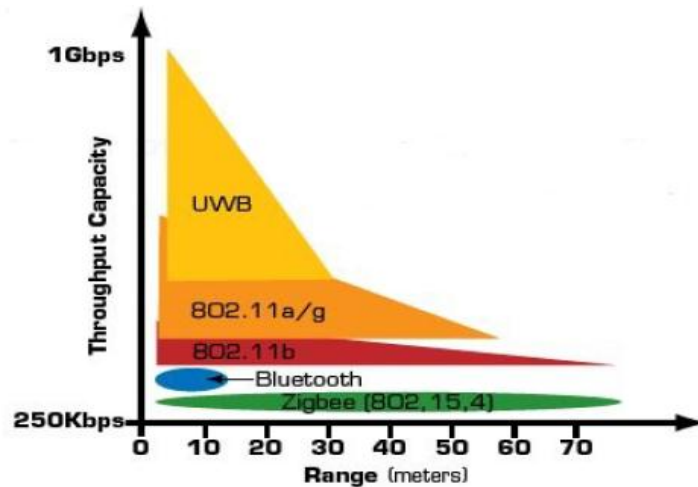


Figure I.12: Capacité de débit en fonction de la portée de plusieurs technologies existantes [18].

La faible puissance d'émission de l'ULB limite les applications à haut débit à de très courtes portées et les applications à très faible débit a une portée modérée.

En extérieur, la technologie ULB est envisagée pour des applications de communication point à point. Citons à titre d'exemple l'échange de données entre plusieurs assistants personnels.

Les systèmes ULB ont été ciblés pour des applications à très haut débit et à courte portée, pour le remplacement de l'USB par exemple, ainsi que pour des applications à très faible débit pour des portées plus importantes, comme les capteurs et les étiquettes radiofréquences. D'un point de vue commercial, des étiquettes ULB font l'objet de pistage de biens, identification radio fréquence (RFID), automobile, ou encore de sécurité.

D'autre part, les systèmes de détection et de géo localisation ne demandent pas un très gros débit mais nécessitent une bonne précision.

Dans le domaine du radar par exemple, le fait de transmettre une impulsion très rapide et de très faible durée est très intéressant du fait que la résolution de ces systèmes est directement proportionnelle à la largeur de bande de l'impulsion. Cette grande précision pousse ces systèmes encore plus loin que la détection d'objets en déterminant leur nature (ex: contrôle non destructif, déminage, imagerie médicale,...).

La sécurité étant un domaine de plus en plus préoccupant de nos jours. L'ULB est un candidat prometteur et favorable dans les applications telles que la détection de personnes à travers différents obstacles, la surveillance policière ou encore pour retrouver des personnes emprisonnées dans des débris, des immeubles incendies ou encore des avalanches [13].

On remarque également l'utilisation de l'ULB dans tous les types de construction d'appareils allant des applications radars dans l'automobile jusqu'à l'aviation (altimétrie de précision). Un grand intérêt et une grande demande sont portés sur l'ULB par les militaires et les industriels pour la localisation d'objets de petites dimensions demandant ainsi de très courtes impulsions pour de meilleures résolutions avec un taux d'erreurs assez faible [7].

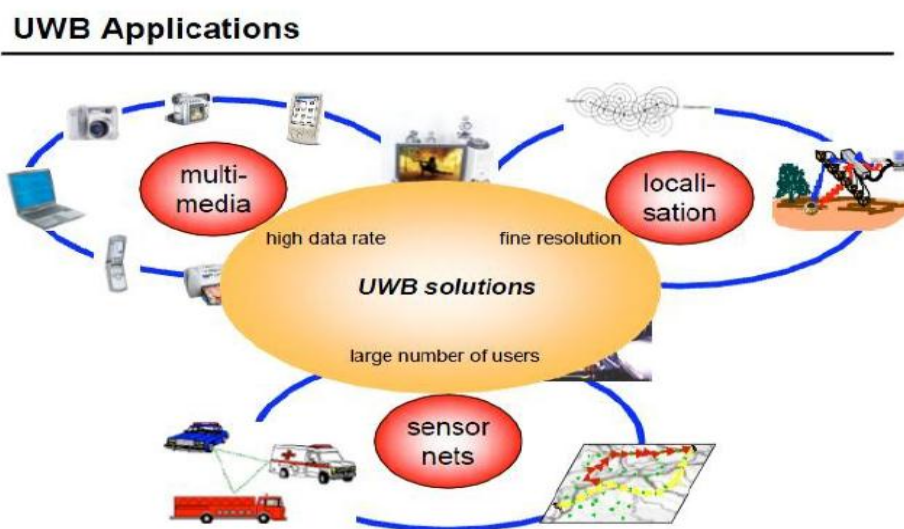


Figure I.13 : Illustration montrant les domaines dans lesquels l'ULB apporte des solutions intéressantes [7].

Finalement, le domaine des communications sans fil est celui qui est le plus ambitieux pour la technologie ULB. Il est indispensable de s'intéresser aux antennes ULB qui sont le principal sujet d'étude de ce travail.

L'antenne est la base de tout système sans fil (Wireless). C'est à travers et grâce à cet élément rayonnant que les signaux sont respectivement transmis et reçus. Les différentes antennes existantes ont la caractéristique de s'adapter sur une très large bande de fréquences. Dans la société de consommation, on développe de plus en plus des applications mobiles, portables et à portée de main. A cela s'ajoute l'ouverture de la bande de fréquence 3,1-10,6 GHz sans licence qui a davantage favorisé l'intégration des applications ULB dans ce monde de "Wireless" en promettant de très hauts débits d'informations à courte portée et peu altérés par les trajets multiples.

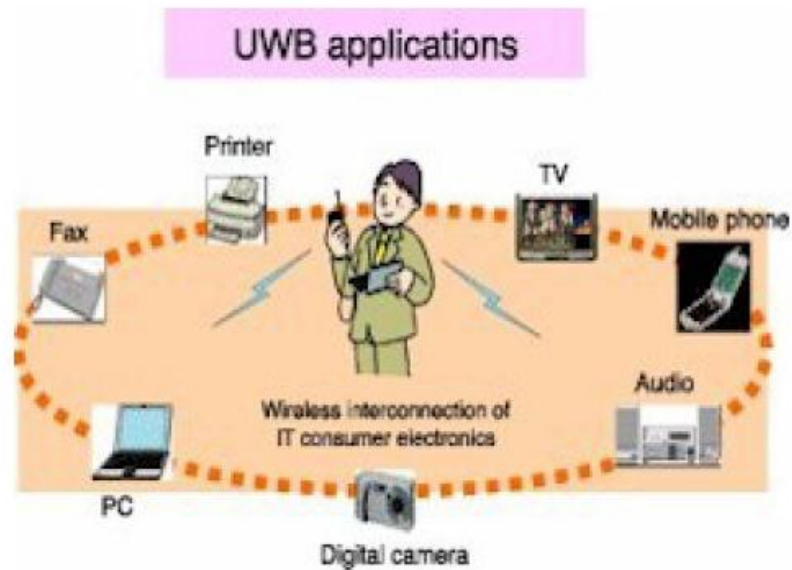


Figure I.14 : Domaines d'applications quotidiennes envisagées avec la technologie ULB [1].

Les applications ULB sont en développement continu et les perspectives ne manquent pas. L'intégration de la technologie ULB dans les dispositifs déjà existants n'est pas une tâche facile. L'encombrement de l'antenne ainsi que les interférences avec les autres normes de communications symbolisent les principaux problèmes à résoudre.

Les techniques de miniaturisation font l'objet de nombreuses études et recherches pour remédier à l'encombrement et à la faible densité spectrale ainsi qu'à l'évolution de la microélectronique (filtre, générateur d'impulsion, codeur, décodeur, ...). De nombreuses applications ULB adressées aux consommateurs existent aujourd'hui. Nous citons ci-dessous quelques exemples de ces applications :

- ✓ La première étant un routeur de chez BELKIN, fonctionnant sur une bande ULB allant de 3.1 à 4.8GHz avec un débit de transfert de 480Mbits/s (figure I.15).

- ✓ la seconde est un produit de chez STACCATO Communications présentant l'intégration de la technologie ULB dans une clé USB (figure I.16).



Figure I.15 : Routeur intégrant la technologie ULB de chez BELKIN [1].

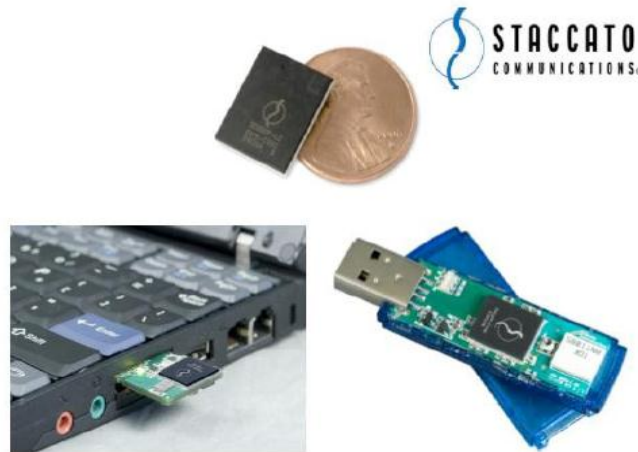


Figure I.16 : Exemple de produit sous forme de clé USB avec l'intégration de la technologie ULB [1].

Il existe également des équipements développés par différentes sociétés comme Wisair et Samsung. Ils proposent des équipements associant la technologie ULB et la technologie USB.

Samsung propose l'un des tous premiers moniteurs à supporter la norme ULB (Wireless USB), le SyncMaster C27A750. Grâce à l'ULB le nouvel écran Samsung ne fait appel à aucune connectique filaire pour communiquer avec le PC, seul le cordon d'alimentation est à relier à l'écran puisque le moniteur dialoguera par le biais d'un "d'ongle" ULB à brancher sur le PC.

Wisair propose une plus grande variété de produits dans la même conduite de technologie et essentiellement des adaptateurs permettant une transmission haut débit pour des applications Indoor. On cite certains de ces produits, le "Wireless USB Adaptor" et le "Laptop to home cinema Wirelessly" (figure I.17). Ces applications se marient beaucoup plus avec le standard Wimedia group band 1 [3,1 – 4,7 GHz] et se présentent comme des produits s'alliant très bien avec les régulations imposées en Europe, au Japon, en Chine, en Corée et bien entendu aux Etats-Unis d'Amérique

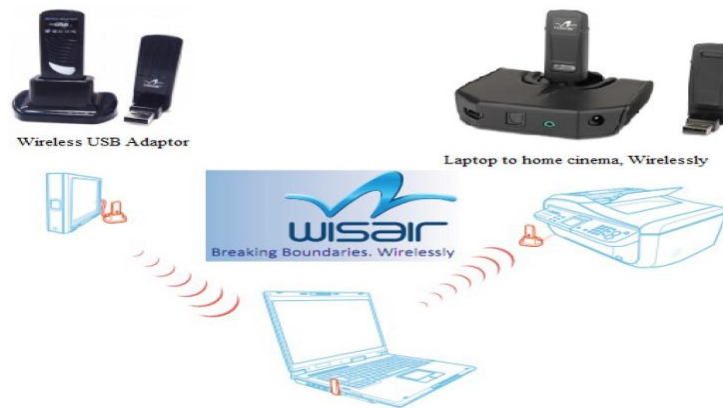


Figure I.17 : Illustration montrant le mode de fonctionnement des différents produits (applications) ULB de WISAIR [21].

Concernant les produits "implémentables" et notamment les puces "Chips", Winsair propose déjà la WSR-601 qui présente un encombrement de 13mm². Elle s'allie au standard WiMedia [3,1-4,8 GHz] et permet un débit allant de 53,3 jusqu'a 480 Mbit/s. Elle cohabite parfaitement avec le Bluetooth et le WiMax et intègre des techniques DAA (Detect&Avoid Technology) [21].

On attend également la nouvelle puce de chez Decawave (figure I.18), la ScenSor. C'est une puce contenant un émetteur et un récepteur sans fil et intégrant la technologie ULB IR, et conforme au standard 802.15.4a.



Figure I.18: Illustration montrant la puce ScenSor [21].

I.13 Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a présenté quelques aspects de la technologie ULB et rappelant tout d'abord :

- un bref historique sur l'origine de l'ULB pour situer ce travail dans son contexte historique,
- les caractéristiques propres à l'ULB comme son occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution qui ont permis de placer l'ULB comme un système avec de forts potentiels qui pousse les communautés académiques et industrielles à entrevoir plusieurs applications pour cette technologie,
- les travaux de réglementation ont donné lieu à de multiples masques,
- la technologie ULB est aussi entrevue comme un bon candidat pour le futur c'est aussi parce qu'elle peut être combinée avec d'autres technologies de communication, de façon à fournir une solution de communication avec une plus large gamme d'applications et avec des débits favorables.

CHAPITRE II

Généralités sur les antennes imprimées

Chapitre II:

Généralités sur les antennes imprimées.

II.1 Introduction

Dès l'origine, l'antenne est l'élément qui est utilisé pour diffuser les ondes électromagnétiques par rayonnement. Elle joue deux rôles réciproques: la transmission et la réception. Ainsi, dans une chaîne de communications sans fil, elle est toujours le premier élément dans une chaîne de réception ou le dernier élément d'une chaîne d'émission. Il y a une grande variété de techniques pour réaliser les antennes, chacune d'elles possède ses propres caractéristiques et sert à une application bien déterminée.

La technologie ULB étant présentée, il est indispensable de s'intéresser aux antennes imprimées ULB qui sont le principal sujet d'étude de ce mémoire.

Ce chapitre se propose de présenter la technologie imprimée de manière générale. On commence tout d'abord par la structure et les techniques d'alimentation déployées, par la suite, les caractéristiques qui en font une technologie innovante et particulière et les méthodes d'analyse pouvant tirer profit de ces performances. On clôture le chapitre par un bref aperçu des domaines d'application et quelques avantages et inconvénients des antennes imprimées.

II.2 Historique des antennes imprimées

Le concept des antennes micro rubans fut initialement proposé en 1953 par Deschamps aux Etats Unis d'Amérique et en France par Guttan et Baissimot en 1955 [24]. Un peu plus tard le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip-lines fût observé et étudié par Lewin en 1960 [24]. Au début des années 70, Byron décrit une piste rayonnante conductrice gravée sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r < 10$) et repose sur un plan de masse [25].

Par la suite, les caractéristiques des patches micro-ruban rectangulaires furent publiées par Howell. De son côté, Weinschel, développa plusieurs géométries de patches micro-ruban pour l'usage en réseau cylindrique [26]. Les travaux additionnels sur les éléments basiques du micro-ruban furent publiés en 1975. Le travail de Nunson dans le développement des antennes micro rubans a montré que

celui-ci était un concept pratique s'étalant à d'autres problèmes relatifs à d'autres systèmes d'antennes.

Le modèle mathématique d'un micro-ruban basique fut initialement réalisé à travers l'application de l'analogie avec les lignes de transmission pour patchs rectangulaires simples. Le diagramme de rayonnement d'un patch circulaire fut analysé et le résultat publié par Corver. La première analyse mathématique d'une grande variété de patchs de micro-ruban fut publiée en 1977 par Lo et Al. A la fin des années 70, les antennes micro-ruban sont devenues plus connues et utilisées dans divers systèmes de communications. De nos jours, elles sont très utilisées dans les appareils téléphoniques, les ordinateurs portables, les systèmes embarqués (missiles, fusées, satellites, etc.....).

II.3 Structure d'une antenne imprimée

La structure de base est rappelée sur la figure II.1 :

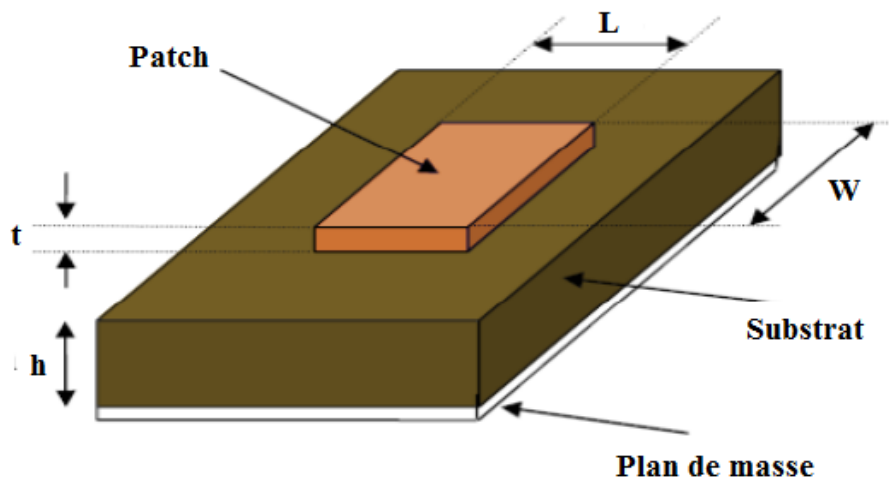


Figure II.1: Présentation d'une antenne imprimée [27].

L : Longueur du patch , t : épaisseur du patch.
W : Largeur du patch , h : épaisseur du substrat.

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. Pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne, il faut:

- ❖ réduire les pertes par l'effet joule,
- ❖ améliorer la bande passante de l'antenne,
- ❖ la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse.

Le patch doit être relié au reste du circuit à l'aide d'une ligne de transmission de type micro-ruban. Cette ligne va également permettre d'adapter l'impédance de l'antenne au reste du circuit pour éviter un phénomène de réflexion.

La forme du patch conducteur peut être variée, mais elle influe sur les modes qui sont susceptibles de s'exciter dans l'antenne et donc sur la nature du rayonnement. En pratique, on trouve essentiellement des rectangles, des disques, et plus rarement des anneaux ou des triangles. Leurs dimensions sont faibles (de l'ordre de $\lambda/2$ à λ).

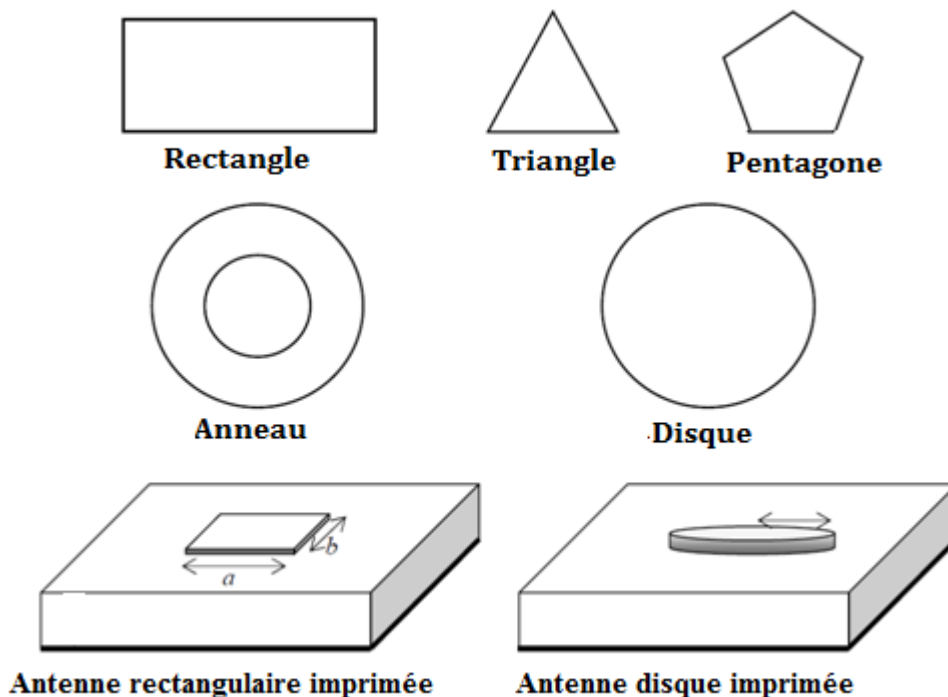


Figure II.2: Diverses géométries du conducteur métallique [28].

Parmi toutes les formes des éléments rayonnants, le rectangle est le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes micro bandes.

II.3.1 Les paramètres géométriques du l'antenne imprimée

II.3.1.1 Largeur du patch

La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par contre, elle joue un rôle pour l'impédance d'entrée (sur le bord) de l'antenne (équation II.1) et la bande passante à ses résonances :

$$R_{IN} = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W}\right)^2 \quad (\text{II.1})$$

Pour permettre un bon rendement de l'antenne, une largeur W pratique est :

$$W = \frac{c}{2f_{01}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{II.2})$$

où le terme f_{01} représente la fréquence de résonance fondamentale de l'antenne. En contrepartie, le diagramme de rayonnement est légèrement dégradé car il apparaît plusieurs lobes secondaires.

Avec : c la vitesse de la lumière ($c = 3.0 \times 10^8$ m/s)

II.3.1.2 Longueur du patch

La longueur du patch détermine les fréquences de résonance de l'antenne. Il ne faut surtout pas oublier de retrancher deux fois la longueur ΔL qui correspond au débordement des champs (éq II. 3).

$$L = \frac{\lambda_{\text{g dielectric}}}{2} - 2\Delta L = \frac{c}{2f_{01} \sqrt{\epsilon_r \text{ eff}}} - 2\Delta L \quad (\text{II.3})$$

La longueur L doit être légèrement inférieure que la longueur d'ondes dans le diélectrique. A cette fréquence d'opération, λ dépend de la constante diélectrique efficace (ϵ_{eff}). L'effet de débordement du champ fait électriquement, le patch semble plus grand que sa dimension physique. Il y a donc une augmentation de ΔL (éq II.4) de chaque côté de patch.

$$\Delta L = 0.421h \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3) \left(\frac{L}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258) \left(\frac{L}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{II.4})$$

Donc la dimension effective du patch sera :

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (\text{II.5})$$

II.4 Choix du substrat

Les substrats possèdent aussi des qualités en tant que métaux, leurs propriétés électromagnétiques sont caractérisées essentiellement par trois grandeurs physiques: conductivité, constante diélectrique relative, angle de perte. Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux et doivent être compatibles avec le matériau de patch [32].

Dans le cas où le matériau du patch de l'antenne est normal comme le cuivre, la permittivité relative du substrat varie de 1 à 12.

Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité et une bande passante large. Mais, les pertes par onde de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante. Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes

permettant la minimisation des ondes de surfaces et des radiations non désirées. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat.

Dans le cas où le matériau de patch est supraconducteur, le substrat doit être monocristallin, de préférence isotrope pour permettre de limiter les défauts lors de la croissance du supraconducteur. Ainsi que les pertes diélectriques doivent être les plus faibles possibles. Les tangentes de pertes des substrats employés sont généralement inférieures à 10^{-5} à $T=77$ K [29].

II.4.1 Les matériaux diélectriques utilisés

Le substrat joue un rôle double dans la technologie microbande. Il est à la fois un matériau diélectrique, où viennent se graver les circuits, et une pièce mécanique, car il supporte la structure.

Cela implique des exigences à la fois sur le plan mécanique et électrique, parfois difficiles à concilier d'épaisseur généralement faible devant la longueur d'onde de fonctionnement ($h \ll \lambda_0$), le substrat diélectrique affecte le comportement et les performances électromagnétiques de l'antenne [30]. On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ($\tan\delta < 10^{-3}$) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ($\epsilon_r < 3$) qui améliorent le rayonnement tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une épaisseur donnée.

Les principales catégories de matériaux diélectriques utilisées sont [31]:

- **Les matériaux semi-conducteurs** : De type Arséniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si), la surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, destinées à des applications dans le domaine millimétrique.

- **Les matériaux ferromagnétiques** : Ces matériaux comprennent les substrats ferrite. L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

- **Les matériaux synthétiques** : La plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques, une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ($\tan \delta < 0,003$). Cependant, les pertes deviennent vite importantes lorsque l'on monte en fréquence ($\tan \delta > 0,01$ à 26.5 GHz). Un exemple de ces matériaux: le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc...

- **Les matériaux céramiques** : Couramment employés pour les circuits micro rubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine (Al_2O_3) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité mais sont cassants et donc fragiles. Leurs permittivités sont pour la plupart élevées et ils présentent de faibles pertes $\tan \delta = 10^{-3}$.

- **Les matériaux TMM** (Thermoset Microwave Material): Ces matériaux constitués de résines chargées de différents composants céramiques de faibles pertes ($\tan \delta < 0.0018$) pour des permittivités respectivement égales à 3.25, 4.5, 6.5, 9.8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.

- **Les matériaux photoniques:** Depuis le début des années soixante, un nouveau type de matériaux, les cristaux photoniques (matériaux à permittivité périodique) font l'objet d'une grande effervescence dans le monde scientifique. Or, la grande majorité des recherches portant sur ces matériaux ont été effectuées par des physiciens dans le cadre d'études de dispositifs optiques. Actuellement, les chercheurs s'intéressent à une application dans le domaine des microondes. Il s'agit de concevoir une antenne imprimée sur une cavité constituée par des matériaux photoniques, ces derniers peuvent réduire les ondes de surface.

II.4.2 Critères de choix du substrat

La conception des antennes imprimées dans le domaine des ondes millimétriques est guidée par les critères suivants, pour le choix du substrat [30], [31]:

- Possibilité d'excitation par onde de surface.
- Effets de la constante et de la tangente de perte diélectrique sur la dispersion.
- Importance des pertes par diélectrique et par conducteur.
- Anisotropie dans le substrat.
- Effets de l'environnement tels que la température, l'humidité, ...
- Conditions mécaniques: Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques, conserver sa forme originale. Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus parfait possible.
- Coût de fabrication.

En hyperfréquences, les caractéristiques principales d'un substrat sont :

- L'épaisseur h .
- La constante diélectrique ϵ_r .
- Le coefficient de dilatation thermique (en ppm/°C).
- Le facteur de dissipation (tangente delta).
- La conductivité thermique (en W/m. °K).

II.5 Les caractéristiques des antennes imprimées

Les paramètres électriques définissent l'antenne comme élément du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et, ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation, nous définirons les principaux paramètres [34].

II.5.1 La directivité

Caractérise la concentration du rayonnement dans une direction donnée.

II.5.2 Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion S_{11} met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation.

II.5.3 Impédance d'entrée de l'antenne

En ce qui concerne l'émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'antenne peut être représentée par un dipôle d'impédance d'entrée complexe $Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f)$ chargeant à la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance interne : $Z_s(f) = R_s(f) + jX_s(f)$ (Figure II.3). Précisons que f est la fréquence de résonance de l'antenne.

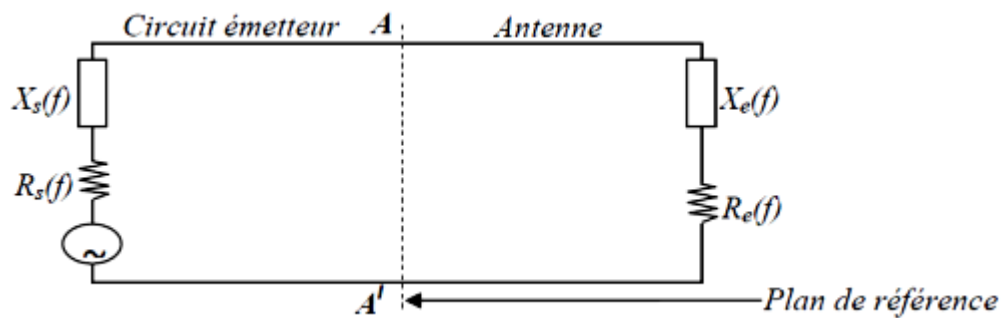


Figure II.3 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission [28].

D'une part, la partie réelle de l'impédance d'entrée $R_e(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet Joule, onde de surface, etc.) et d'autre part, la partie imaginaire $X_e(f)$, d'interprétation plus délicate est liée à la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne et au déphasage. L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne. Cette impédance est donnée par l'expression:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \quad (\text{II.6})$$

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

Où S_{11} est fonction de la fréquence, alors Z_{in} varie aussi avec la fréquence.

II.5.4 Rendement de l'antenne

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit:

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad (\text{II.7})$$

Ce rapport caractérise la perte à l'intérieur de l'antenne.

II.5.5 Le gain

Il est défini par:

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad (\text{II.8})$$

Où D = directivité de l'antenne

II.6 Polarisation de l'antenne

La polarisation d'une antenne est déterminée par celle de l'onde radiée dans une direction donnée, elle est identique à la direction du champ électrique, c'est à dire à celle des brins rayonnants de l'antenne. Le plan E (électrique) est parallèle au vecteur E de l'onde émise. On parle de polarisation verticale si le plan E est perpendiculaire au sol, s'il est parallèle au sol, on parle de polarisation horizontale. Aussi le vecteur du champ électrique instantané trace dans le temps une figure. On réfère à ce phénomène simplement la polarisation du champ électrique. La figure est généralement une ellipse qui présente des cas particuliers [35].

- ✓ Si le chemin du vecteur de champ électrique suit une ligne, l'antenne est dite linéairement polarisée.
- ✓ Si le vecteur champ électrique tourne selon un cercle, elle est dite à polarisation circulaire.

II.7 Technique d'alimentation

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière où on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

Les méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être classées en deux catégories :

- ✓ Les alimentations par contact (par sonde ou ligne micro ruban).
- ✓ Les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

II.7. 1 Alimentation directe par une ligne micro ruban

Dans ce type d'alimentation, une bande de cuivre est reliée directement au bord du patch de micro ruban. La bande de cuivre est plus petite dans la largeur par rapport au patch.

L'avantage de ce type d'alimentation est qu'elle peut être gravée sur la même face de l'antenne, elle est facile à fabriquer et simple à adapter à la résonance [37]. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées. Elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite.

La largeur de la ligne influe sur l'impédance d'entrée. Cette largeur peut être calculée par les formules données [13] telles que :

$$\frac{W}{h} = \frac{1}{\left[\exp\left(\frac{A}{8}\right) - \frac{1}{4 \exp(A)} \right]} \quad \text{Pour } \frac{W}{h} \leq 1.3 \quad (\text{II. 9})$$

Avec :

$$A = Z_0 \frac{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{h} \right) \quad (\text{II. 10})$$

Où

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(B - 1) - \ln(2B - 1) \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.93 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right] \quad \text{Pour } \frac{w}{h} \geq 1.3 \quad (\text{II. 11})$$

Avec :

$$B = \frac{59.95\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II. 12})$$

II.7.1.1 Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant

Dans ce cas la ligne d'alimentation entre en connexion directement sur le côté rayonnant du patch (Figure II.4), cette technique est l'une des méthodes les plus utilisées. Il existe une variation de l'impédance d'entrée car le point d'alimentation est déplacé le long de ce côté.

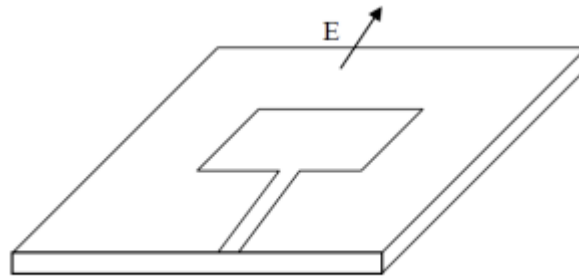


Figure II.4 : Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant [38].

II.7.1.2 Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant

La ligne d'alimentation entre en contact avec le patch sur le bord non rayonnant (Figure II.5), dans ce cas les calculs sont plus complexes, car les courants de la ligne d'alimentation, sont orthogonaux à ceux du patch.

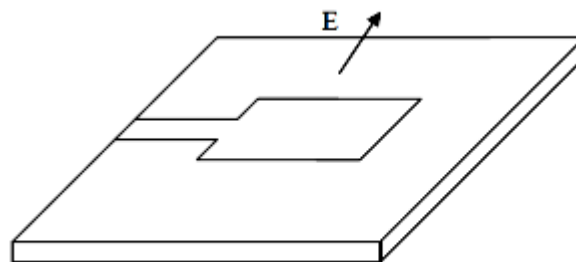


Figure II. 5 : Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant [38].

II.7.1.3 Antenne patch rectangulaire couplée capacitivement à une ligne micro ruban

Dans ce cas l'élément rayonnant est couplé capacitivement à la ligne micro ruban injectée dans le substrat (Figure II.6). L'utilisation de substrat différent entre ligne d'excitation et l'antenne, peut améliorer la largeur de la bande passante de l'antenne.

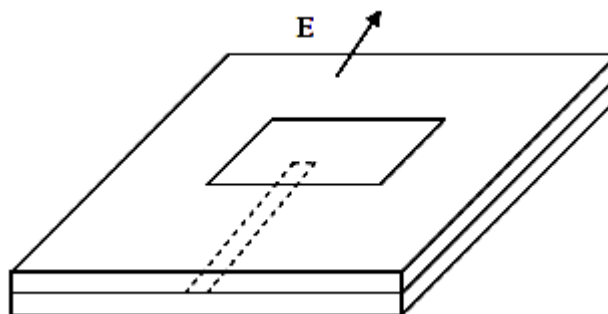


Figure II. 6 : Patch couplé capacitivement à ligne micro ruban [38].

II.7. 2 Alimentation coaxiale

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation de sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans (Figure II.7). Dans ce cas le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse.

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication.

Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué [39].

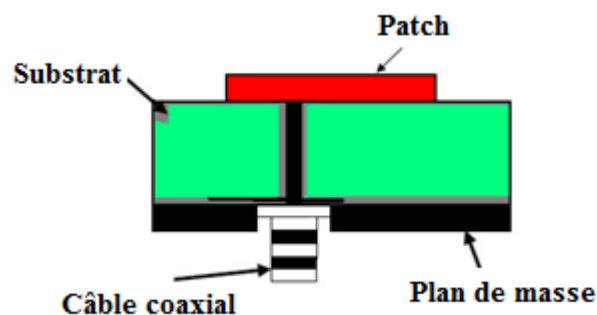


Figure II. 7 : Antenne micro ruban alimenté par câble coaxial [39].

II.7. 3 Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indiqué sur la Figure II. 8. La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse [37]. Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch.

Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de bande passante.

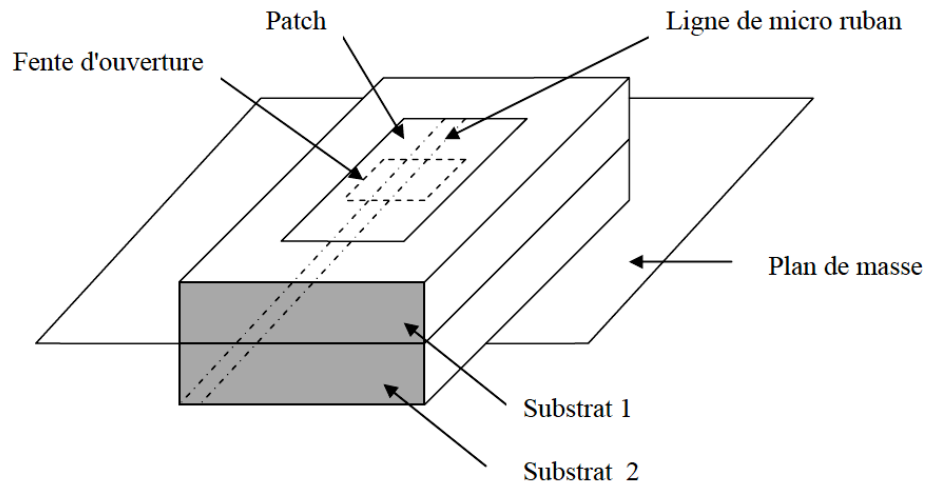


Figure II. 8 : Alimentation couplée par ouverture [39].

II.7.4 Alimentation couplée par proximité

Ce type d'alimentation est représenté sur la figure II.9, 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.

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 et ce par l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne.

Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation nous citons la difficulté de fabrication à cause des deux couches diélectriques nécessitant un alignement approprié, ainsi que la difficulté d'intégration de dispositifs actifs.

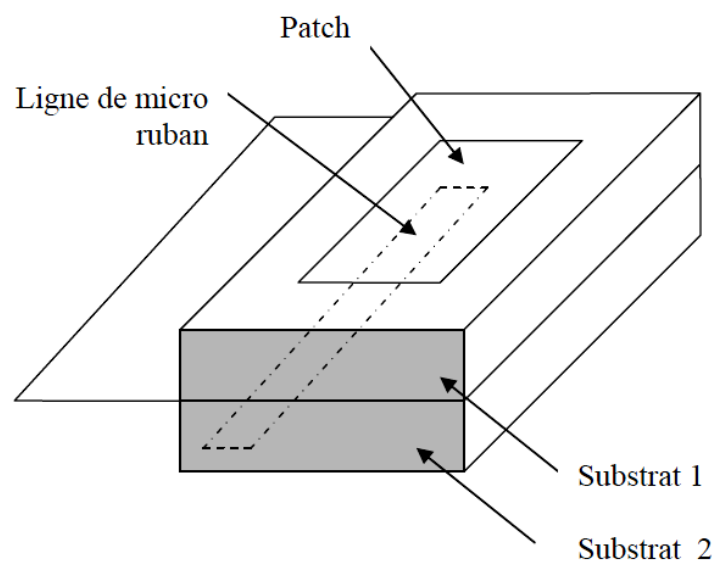


Figure II. 9 : Alimentation couplée par proximité [39].

Le tableau II.1 résume les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation.

Caractéristiques	Alimentation par ligne micro ruban	Alimentation par câble coaxial	Alimentation par couplage de proximité
Rayonnement parasite d'alimentation	Plus	Plus	Minimum
Fiabilité	Meilleure	Bonne	Faible à cause de la soudure
Facilité de fabrication	facile	Nécessite une soudure et un perçage	Nécessité d'alignement
Adaptation d'impédance	Facile	Facile	Facile
Bande passante	2-5%	2-5%	13%

Tableau II.1 : Comparaison des différentes techniques d'alimentation [41].

Une comparaison entre l'alimentation avec contact (sonde coaxiale et la ligne microbande) et l'alimentation sans contact (par couplage), se résume dans le tableau suivant :

Méthodes		Avantages	Inconvénients
Alimentation avec contact	Sonde coaxiale	- Pas de pertes par rayonnement de ligne. -Sélection possible d'un mode privilégié. -Obtention d'une impédance d'entrée adéquate par positionnement de la sonde. -Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur. -Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz.	-Dans le cas de substrat épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde affecte de la bande passante. -Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte -Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique. -Difficile à exciter chaque élément d'un réseau seul.
	Ligne microbande	-Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation. -Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant.	-Rayonnement parasite de la discontinuité ligne-aérien -Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique. -Structure figée après gravure.
Alimentation Sans contact	Par couplage	-Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens. -Bande passante plus large par augmentation de la hauteur.	-Deux couches de substrat requises. -Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur.

Tableau II.II : Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations [41].

II.8 Méthodes d'analyse

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes imprimées. La plupart de ces méthodes peuvent être classés dans une des deux catégories [42] :

- Méthodes approximatives.
- Méthodes rigoureuses (Full-wave).

Les méthodes approximatives sont basées sur des hypothèses simplificatrices donc elles ont des limitations et elles fournissent des solutions moins précises. Elles sont généralement utilisées pour la modélisation des antennes à élément unique à cause de la difficulté rencontrée dans la modélisation du couplage entre les différents éléments. Cependant, elles offrent un bon aperçu physique avec un temps de calcul généralement très petit [43].

Les méthodes rigoureuses tiennent compte de tous les mécanismes importants de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficaces. Lorsqu'elles sont appliquées convenablement, les méthodes rigoureuses sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et fournissent moins d'aperçu physique. Souvent, elles nécessitent plus de calculs et donc un temps de calculs élevé [43].

II.8.1 Méthodes approximatives (analytiques)

Les méthodes approximatives prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Parmi ces méthodes, on cite :

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

II.8.1.1 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.

Dans le modèle de la ligne de transmission, l'inconnu à déterminer est la constante de propagation. 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.

A. Modélisation de l'antenne patch par ligne de transmission

L'équivalent d'une antenne patch Rectangulaire alimentée par une sonde coaxiale est représenté comme une combinaison parallèle de résistance R , l'inducteur \bar{L} et le condensateur C l'inductance d'alimentation X_L , comme indiqué dans la figure suivante :

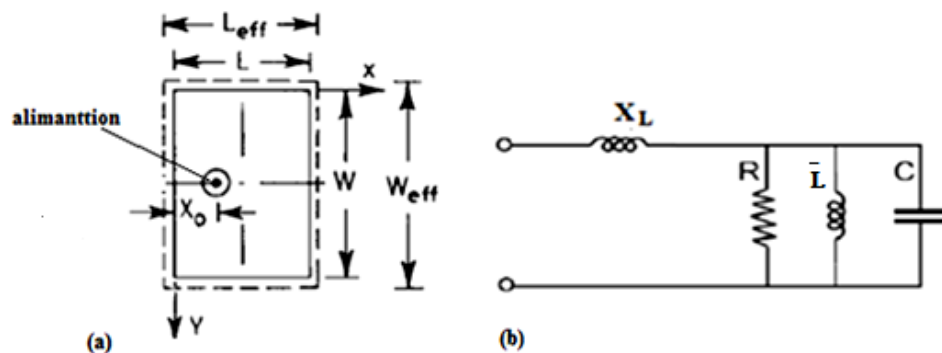


Figure II.10 : antenne patch (a) La géométrie d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale (b) Circuit équivalent rectangulaire [45].

La figure. II.10 (a) représente La géométrie d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale et la figure. II.10(b) représente le circuit équivalent d'une antenne patch rectangulaire et le composant électrique comme la capacité est entre deux électrodes séparées par un isolant (le substrat), le plan de masse et le patch, et la présence de résistance R dans le circuit est représentée comme La distribution uniforme du courant sur la section du conducteur et l'inductance X_L s'appelle inductance d'alimentation

L'antenne possède les caractéristiques suivantes : la longueur L, la largeur W et la hauteur du substrat h. Nous allons calculer d'abord la fréquence de résonance, le facteur de qualité total Q_T .

Pour évaluer ϵ_{eff} , l'équation simple donnée par Schneider a été employée [49].

$$\epsilon_{\text{eff}}(W) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{\frac{W}{h}} \right)^{-1/2} \quad (\text{II. 13})$$

$$C = \frac{\epsilon_{\text{eff}} \epsilon_0 LW}{2h} \cos^{-2} \left(\frac{\pi x_0}{L} \right) \quad (\text{II. 14})$$

Où : x_0 est la position de la sonde sur le patch selon l'axe x.

$$\bar{L} = \frac{1}{C\omega_f^2} \quad (\text{II. 15})$$

$$X_L = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan \frac{2\pi h}{\lambda_0} \quad (\text{II. 16})$$

A.1 Calcul de l'impédance d'entrée

L'impédance d'entre obtient par l'équation suivant :

$$Z(f) = \frac{R}{1 + Q_f^2 \left[\frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]^2} + j \left[X_L - \frac{\left[\frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]}{1 + Q_f^2 \left[\frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]^2} \right] \quad (\text{II. 17})$$

R est la résistance résonante du circuit résonant parallèle RLC rendu équation (II.18), dans lequel nous remplaçons la permittivité effective ϵ_{eff} , par la permittivité dynamique ϵ_{dyn} pour prendre en considération l'influence du champ marginal aux bords de patch.

$$R = \frac{Q_T h}{\pi f_R \epsilon_{\text{dyn}} \epsilon_0 LW} \cos \left(\frac{\pi x_0}{L} \right) \quad (\text{II. 18})$$

ϵ_{dyn} : est le constant diélectrique dynamique qui est une fonction des dimensions (W, L, h) et diélectrique relative ϵ_r la distribution de champ de modes différente [39] donnée par :

$$C_{\text{dyn}} = \frac{C_{\text{dyn}}(\epsilon)}{C_{\text{dyn}}(\epsilon_0)} \quad (\text{II. 19})$$

$C_{\text{dyn}}(\epsilon_0)$: représente la capacité dynamique total de patch en présence de l'air.

$C_{\text{dyn}}(\epsilon)$: représente la capacité totale dynamique de patch en présence d'un autre diélectrique.

$$C_{\text{dyn}}(\epsilon) = C_{0\text{dyn}}(\epsilon) + 2C_{e1}(\epsilon) + 2C_{e2}(\epsilon) \quad (\text{II. 20})$$

Où $C_{0\text{dyn}}(\epsilon)$ Le champ dynamique principal de la capacité de patch sans considérer les capacités marginales dynamiques. Cela peut être calculé par :

$$C_{0\text{dyn}}(\epsilon) = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r (LW)}{h \gamma_n \gamma_m} = \frac{C_{0\text{stat}}(\epsilon)}{\gamma_n \gamma_m} \quad (\text{II. 21})$$

Où $C_{0\text{stat}}(\epsilon)$ représente la capacité statique principale de patch sans considérer le champ marginal et γ_n et γ_m , représente par la forme suivant :

$$\gamma_i = \begin{cases} 1 & (i = 1) \\ 2 & (i \neq 0) \end{cases} \quad (\text{II. 22})$$

Alors, les capacités marginales dynamiques pour chaque côté de patch tenant compte le calcul de l'influence du champ marginal.

En assumant que le champ marginal du résonateur à un X-et la distribution Y-dépendante des champs, les capacités marginales dynamiques on donne alors dans les formes générales suivant :

$$C_{e1\text{dyn}}(\epsilon) = \frac{1}{L} \int_0^L C_{e1\text{stat}}(\epsilon) \cos^2\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx \quad (\text{II. 23})$$

$$C_{e1\text{dyn}}(\epsilon) = \frac{1}{\gamma_i} C_{e1\text{stat}}(\epsilon) \quad (\text{II. 24})$$

$$C_{e1\text{stat}}(\epsilon) = \frac{1}{2} \frac{1}{\gamma_i} \left[\frac{Z(W, h, \epsilon_r = 1)}{C_0 Z^2(W, h, \epsilon_r)} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{h} \right] * L \quad (\text{II. 25})$$

On a :

$$C_{e2\text{dyn}}(\epsilon) = \frac{1}{W} \int_0^W C_{e2\text{stat}}(\epsilon) \cos^2\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx \quad (\text{II. 26})$$

Et l'on obtient

$$C_{e2\text{dyn}}(\epsilon) = \frac{1}{\gamma_i} C_{e2\text{stat}}(\epsilon) \quad (\text{II. 27})$$

D'où :

$$C_{e2\text{stat}}(\epsilon) = \frac{1}{2} \frac{1}{\gamma_i} \left[\frac{Z(L, h, \epsilon_r = 1)}{C_0 Z^2(L, h, \epsilon_r)} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{h} \right] * W \quad (\text{II. 28})$$

Où $Z(W, h, \epsilon_r)$ est la caractéristique impédance de la ligne microbande [49]. De plus, l'effet de l'épaisseur de bande peut être négligé quand $t = 0$, $Z(W, h, \epsilon_r)$ est ainsi donné par la forme suivant :

$$Z(W, h, \epsilon_r) = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(W)}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad \text{Quand : } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (\text{II. 28})$$

A.2 Calcul de facteur de qualité total

Il y a de radiation, la conduction, des pertes dans diélectriques et des pertes superficielles. Le facteur de qualité est représenté par l'expression suivante :

$$Q_T = \left[\frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_D} \right]^{-1} \quad (\text{II. 29})$$

Avec :

Q_R : Le facteur de qualité dû au rayonnement. Il est donné par :

$$Q_R = \frac{C_0 \sqrt{\epsilon_{\text{dyn}}}}{4f_r h} \quad (\text{II. 30})$$

Q_D : La perte diélectrique est donne par :

$$Q_D = \frac{1}{\tan \delta} \quad (\text{II. 31})$$

Où $\tan \delta$ est la tangente de perte diélectrique de substrat.

Q_C : Est les pertes joules dans le conducteur .Elles peuvent être calculées par (II.32) Pour cuivre :

$$Q_C = \frac{0.786 \sqrt{f_R} Z_{a0}(W) h}{P_a} \quad (\text{II. 32})$$

Les expressions de Q_R et Q_C montrent que Q_D est indépendant de l'épaisseur du substrat, tandis que Q_C est proportionnel à l'épaisseur électrique (h) du substrat. Alors pour un substrat mince, les pertes dans le conducteur dominent les pertes dans le diélectrique.

$Z_{a0}(W)$: est l'impédance d'une ligne de micro ruban de largeur (W) et l'épaisseur (h), on choisissant $\epsilon_r = 1$, on trouve Z_{a0} .

$$Z_a(W) = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \frac{W}{2h} + 0.441 + 0.082 \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right] + \frac{(\epsilon_r + 1)}{2\pi\epsilon_r} \left[1.451 + \ln \left(\frac{W}{2h} 0.94 \right) \right] \right\}^{-1} \quad (\text{II. 33})$$

quand $\frac{W}{h} > 1$

Donc :

$$P_a(W) = \frac{2\pi \left[\frac{W}{h} + \frac{\frac{W}{\pi h}}{\frac{W}{2h} + 0.94} \right] \left[1 + \frac{h}{W} \right]}{\left\{ \frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} \text{Ln} \left[2\pi e \left(\frac{W}{2h} + 0.94 \right) \right] \right\}^2} \quad \text{quand } \frac{W}{h} \geq 2 \quad (\text{II. 34})$$

A.3 Calcul de la fréquence de résonance

f_R est la fréquence résonante d'une antenne patch microbande rectangulaire avec une plus grande largeur W et une plus longue longueur L , tous les deux comparable avec $\lambda/2$ où λ est la longueur d'ondes dans le substrat. La fréquence résonante correspond à la fréquence pour laquelle la partie réelle de la impédance d'entrée est maximale, la fréquence additive nomme X_L , ne modifie pas la valeur de la fréquence résonante.

$$f_R = f_{mn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{\text{dyn}}}} \sqrt{\left(\frac{m}{W_{\text{eff}}} \right)^2 + \left(\frac{n}{L_{\text{eff}}} \right)^2} \quad (\text{II. 35})$$

Avec :

$$- c_0 = 3.10^8 \text{ m/s.}$$

- m, n le nombre de modes.

$W_{\text{eff}}, L_{\text{eff}}$ sont la largeur efficace et la longueur efficace, respectivement, Nous pouvons calculer L_{eff} , par la relation suivante :

$$L_{\text{eff}} = L + \left(\frac{W_{\text{eq}} + W}{2} \right) \frac{\epsilon_{\text{eff}}(W) + 0.3}{\epsilon_{\text{eff}}(W) - 0.258} \quad (\text{II. 36})$$

Où W_{eq} est la largeur équivalente calculée du modèle de guide d'ondes plat

$$W_{\text{eq}} = \frac{120\pi h}{Z_a(W)\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(W)}} \quad (\text{II. 37})$$

Pour calculer la largeur effective du patch W_{eff} en remplaçant $L_{\text{eff}}, L, W_{\text{eq}}$ par $W_{\text{eff}}, W, L_{\text{eq}}$ respectivement dans (II.36) et (II.37) on trouve :

$$W_{\text{eff}} = W + \left(\frac{L_{\text{eq}} - L}{2} \right) \frac{\epsilon_{\text{eff}}(L) + 0.3}{\epsilon_{\text{eff}}(L) - 0.258} \quad (\text{II. 38})$$

A.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation géométrique de la façon dont une antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace. Cette représentation peut se faire soit en trois dimensions soit en deux dimensions sur des diagrammes polaires présentant différents plans.

Le diagramme de rayonnement permet de localiser les zones de l'espace entourant l'antenne et les directions où le rayonnement est intense ou faible. Même si chaque diagramme de rayonnement est différent en fonction des antennes, il est possible de différencier trois formes typiques de diagramme de rayonnement : isotrope, omnidirectionnel et directif.

Une antenne isotrope est une antenne qui rayonne son énergie uniformément dans toutes les directions de l'espace. Même si différents travaux tentent de s'approcher de cette propriété [24], cette antenne reste purement théorique et sert de référence pour établir la directivité ou le gain d'une antenne réelle.

Une antenne omnidirectionnelle se caractérise par la faculté à rayonner de manière égale dans toutes les directions contenues dans un plan. L'antenne dipôle que nous présenterons par la suite est un exemple d'antenne omnidirectionnelle.

A l'inverse, une antenne directive est une antenne qui va concentrer l'énergie qu'elle rayonne dans une direction de l'espace. La figure II.11 ci-dessous donne une représentation en trois dimensions des formes de diagrammes de rayonnement que nous venons de présenter.

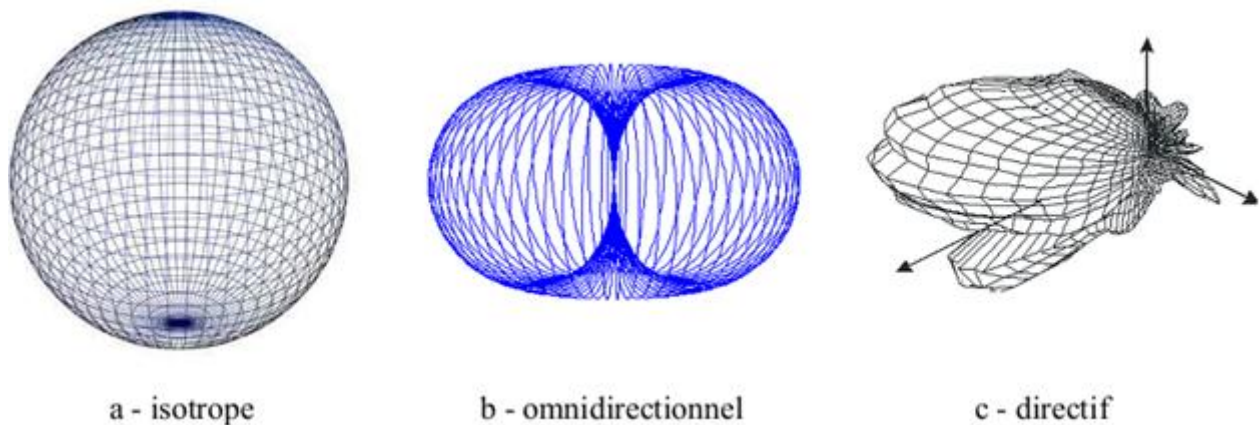


Figure II.11: Exemple de diagramme de rayonnement d'antenne [24].

B. Quelques paramètres caractéristiques du patch par simulation

On utilise le logiciel MATLAB pour tracer les caractéristiques ci-dessous.

B.1 Fréquence de résonance

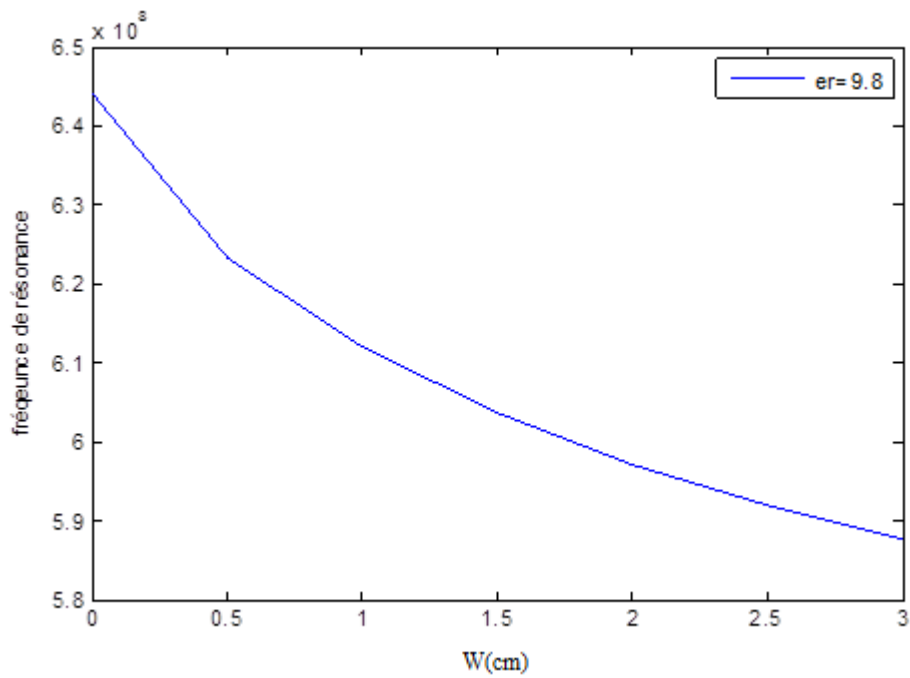


Figure II.12: fréquence de résonance pour $L=2.32$ cm, $\epsilon_r = 9.8$.

B.2 Longueur effective

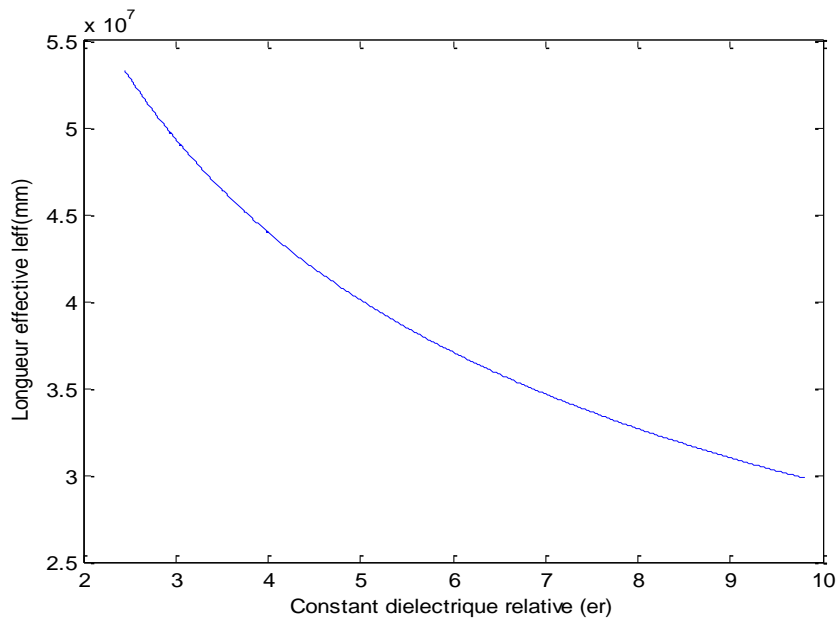


Figure II.13 : Longueur effective pour $L=23.2$ mm, $f_0=2.1$, $\epsilon_{rmax}=9.8$ et $\epsilon_{rmin}=2.45$

B.3 Largeur de patch

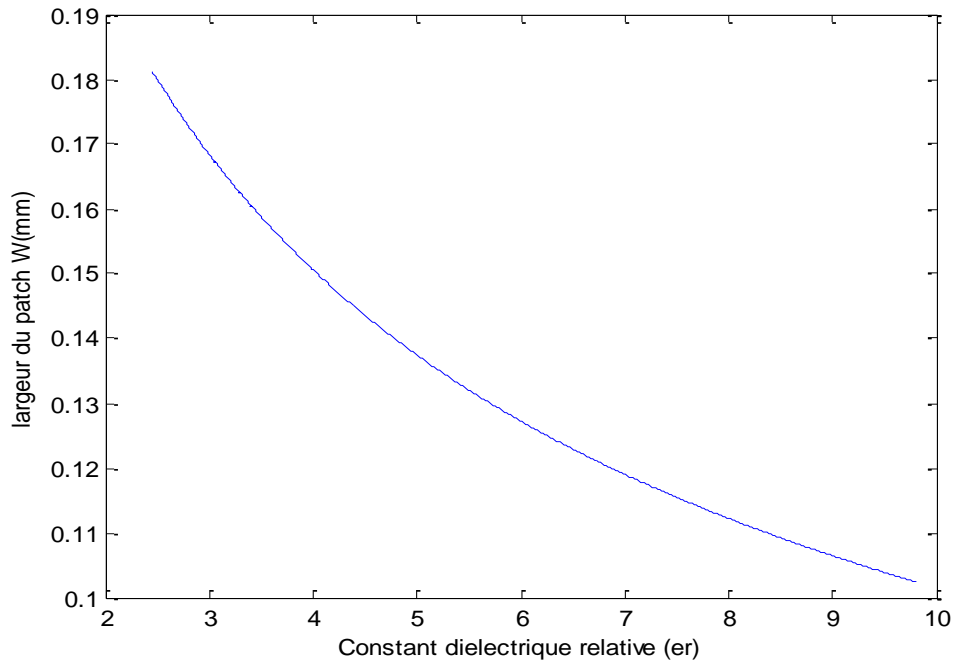


Figure II.14 : Variation de largeur du Patch pour $L=23.2$ mm, $f_0=2.1$, $\epsilon_{rmax}=9.8$ et $\epsilon_{rmin}=2.45$.

II.8.1.2 Modèle de la cavité

Une antenne imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques en $z = 0$, plan de masse et en $z = h$, le conducteur métallique supérieur, et par des murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords de l'antenne. Pour l'excitation, on prend pour modèle un courant électrique J parallèle à l'axe oz (figure II.15) et répartie uniformément.

Pour calculer le champ interne de la cavité, on utilise la méthode dite de raccord de mode. Elle consiste à diviser la cavité en deux régions I et II dépourvues de sources et ensuite à résoudre l'équation de Helmholtz (sans second membre) dans chaque région. Les champs lointains sont donnés par le rayonnement des ouvertures verticales et la puissance totale rayonnée est obtenue en intégrant le champ lointain dans tout le demi-espace supérieur. De plus, une conductance de rayonnement est définie pour chaque mode. Cette conductance dissipe la même puissance que celle rayonnée par la cavité. Enfin, les pertes dans le conducteur et dans le diélectrique sont obtenues en utilisant une méthode de perturbation [44].

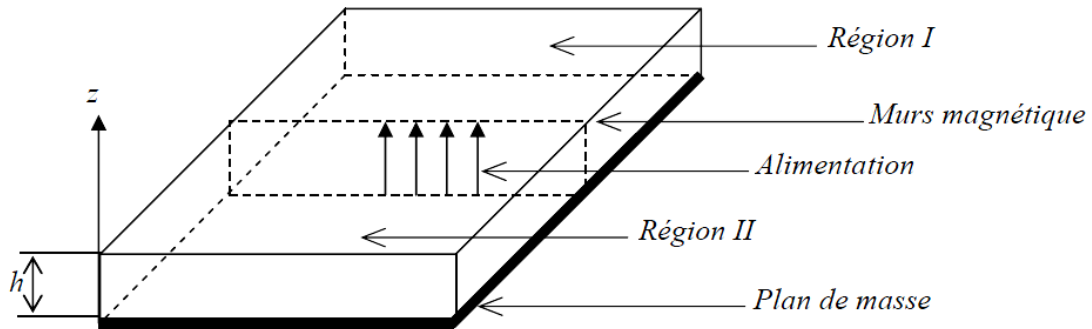


Figure II.15 : Modèle de la cavité [28].

A. Modélisation d'une antenne microbande rectangulaire par cavité

Le résonateur est l'élément qui fixe la fréquence d'oscillation dans des limites très étroites. Ses performances dépendent en grande partie des propriétés du résonateur (facteur de surtension, sensibilité à la température, etc). En électronique, on peut utiliser des résonateurs réalisés en éléments discrets, comme par exemple un circuit LC [30].



Figure II.16 : Circuit équivalent idéal d'un résonateur [30].

L'énergie électrique stockée dans le condensateur C est égale à l'énergie magnétique stockée dans l'inductance L. Si l'on désire augmenter la fréquence de résonance, on peut diminuer la valeur de L (en diminuant le nombre de tours de la bobine par exemple). En diminuant la hauteur de la partie inductance, on arrive à une cavité cylindrique.

La cavité est placée dans un repère (O, x, y, z) et présente les dimensions suivantes : W suivant l'axe des x, L suivant l'axe des y, h suivant l'axe des z (Figure II.17).

Les hypothèses qui vont être utilisées pour déterminer les modes qui s'installent dans cette cavité sont les suivantes :

- Les murs électriques dans les plans $z = 0$ et $z = h$ sont idéaux.
- Les murs magnétiques dans les plans $y = 0$, $y = L$, $x = 0$, $x = a$ sont idéaux

- La hauteur h du patch au-dessus du plan de masse est très inférieure à la longueur d'onde λ correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne (fréquence du mode excité).

Cette dernière hypothèse a des conséquences importantes: puisque le champ électrique tangentiel est nul en $z = 0$ et $z = h$, on en déduit que les lignes de champ qui atteignent les conducteurs dans ces deux plans sont orthogonales à ces plans.

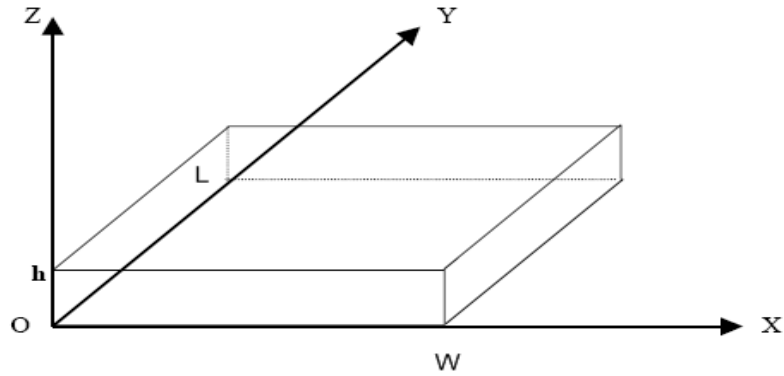


Figure II.17: Représentation de la cavité dans un repère (O,x,y,z) [32].

De plus, la condition $h \ll \lambda$ indique que le champ électromagnétique ne varie quasiment pas sur la hauteur h . En rassemblant ces conclusions, le champ électrique interne à la cavité ne peut être orienté que suivant Oz, et doit être constant sur une ligne de champ entre les deux plans parfaitement conducteurs (car les lignes de champ sont parallèles).

A.1 Calcul de l'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée s'obtient par l'expression suivante [32]:

$$Z(w, h, \epsilon_r) = \frac{119,9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \ln \left[4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{w}\right)^2 + 2} \right] \quad (\text{II. 39})$$

R est la résistance du circuit résonnant parallèle RLC donnée par (II.40), dans laquelle nous remplaçons la permittivité effective.

$$R = \frac{Q_T^{-H}}{\pi f_R \cdot \epsilon_{\text{eff}} \cdot \epsilon_0 \cdot L W} \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi X_0}{L} \right) \quad (\text{II. 40})$$

La capacité C et la permittivité effective ϵ_{eff} sont respectivement données par:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{w}{h} \quad (\text{II.41})$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[1 + \frac{29,98}{Z_0} \left(\frac{2}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right]^{-2} \quad (\text{II.41})$$

A.2 Calcul du facteur de qualité total

Il y a le rayonnement, la conduction, des pertes dans le diélectrique et des pertes superficielles. Le facteur de qualité est représenté par l'expression suivante [30] :

$$\frac{1}{Q_T} = \left[\frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_D} \right] \quad (\text{II. 42})$$

- Le facteur de qualité dû au rayonnement est:

$$Q_r = \frac{\omega_0 W_T}{P_r} \quad (\text{II.43})$$

P_r : Puissance rayonnée du patch.

- On définit aussi l'angle de pertes effectives comme suit:

$$\delta_{\text{eff}} = \tan \delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega_0 W_T} \quad (\text{II. 44})$$

- Le facteur de qualité du diélectrique:

$$Q_D = \frac{\omega_0 W_T}{P_d} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (\text{II. 45})$$

ω_0 : fréquence de résonance angulaire.

W_T : énergie emmagasinée à la résonance.

P_d : pertes dans le diélectrique.

$\tan(\delta)$: tangente des pertes dans le diélectrique.

- Les pertes joules dans le conducteur :

$$Q_c = \frac{\omega_0 W_T}{P_c} = \frac{h}{\Delta} \quad (\text{II. 46})$$

P_c : Pertes dans le conducteur.

Δ : Epaisseur de peau du conducteur.

H : Epaisseur du substrat.

A.3 Calcul de la fréquence de résonance

Le résonateur est l'élément qui fixe la fréquence d'oscillation dans des limites très étroites. Ses performances dépendent en grande partie des propriétés: du facteur de surtension, de la sensibilité à la température, etc.... En électronique, on peut utiliser des résonateurs réalisés en éléments discrets. La fréquence de résonance d'une cavité métallique de section rectangulaire est donnée par [30] :

$$k^2 = \left(\frac{m\pi}{W} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L} \right)^2 \quad (\text{II. 47})$$

Avec:

$$k^2 = \omega^2 \cdot \epsilon \cdot \mu = 4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot \epsilon \cdot \mu \quad (\text{II. 48})$$

D'où l'on déduit la fréquence de résonance:

$$f_{r(mnp)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (\text{II. 49})$$

L, W, h sont les dimensions de la cavité.

μ, ϵ sont la perméabilité et la permittivité du diélectrique respectivement,

m, n et p sont des entiers qui définissent le mode.

$W_{\text{eff}}, L_{\text{eff}}$ sont la largeur efficace et la longueur efficace, respectivement. Nous pouvons calculer L_{eff} par la relation suivante:

$$L_{\text{eff}} = L + \left(\frac{W_{\text{eq}} - W}{2}\right) \frac{\epsilon_{\text{eff}}(W) + 0.3}{\epsilon_{\text{eff}}(W) - 0.258} \quad (\text{II. 50})$$

Où W_{eq} est la largeur équivalente calculée du modèle du guide d'ondes plat.

$$W_{\text{eq}} = \frac{120\pi h}{Z_a(W)\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(W)}} \quad (\text{II.51})$$

Pour calculer la largeur effective du patch W_{eff} , on remplace $L_{\text{eff}}, L, W_{\text{eq}}$ par $W_{\text{eff}}, W, L_{\text{eq}}$ respectivement dans (II.50) et (II.51). On trouve:

$$W_{\text{eff}} = W + \left(\frac{L_{\text{eq}} - L}{2}\right) \frac{\epsilon_{\text{eff}}(L) + 0.3}{\epsilon_{\text{eff}}(L) - 0.258} \quad (\text{II. 52})$$

II.8.2 Méthodes rigoureuses (full-wave)

Ces méthodes sont les plus utilisées récemment. Elles sont basées sur la distribution du courant électrique sur le conducteur. Parmi ces méthodes, on cite:

- La méthode des différences finies.
- La méthode des éléments finis.
- Le système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la méthode des moments.
- La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation d'intégrale.

II.8.2.1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode. Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle : $[J] = [Y] \cdot [E]$. Où $[J]$ représentent les sources de courant et $[E]$ les champs électriques inconnus. La matrice $[Y]$ qui décrit la

géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques [45].

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse [46].

II.8.2.2 Méthode des différences finies

Parmi les méthodes de résolution numérique, nous avons la méthode des différences finies [47] qui résout les équations de champs en des points discrets, définis d'une façon ordonnée dans le domaine complet de la structure. Elle résout directement les équations de Maxwell sous leur forme différentielle en remplaçant les opérateurs différentiels par des opérateurs de différence, réalisant ainsi une approximation par discrétisation.

Dans la famille des méthodes de différences finies, on trouve la FDTD (Finite Difference Time Domain) qui a pour point de départ, la discrétisation directe des équations locales de Maxwell. Cette Méthode est applicable à des structures quelconques sans modification de l'algorithme de base. L'évolution de la puissance de calcul des ordinateurs a entraîné un regain d'intérêt pour ces méthodes de différences finies. Par ailleurs, afin de réduire le volume de calcul, d'autres méthodes hybrides ont été développées. Parmi celles ci, la Méthode de Ligne MoL (Method of Line) qui est une combinaison de la méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel avec une méthode analytique.

II.8.2.3 Méthode des moments

La technique de résolution la plus efficace dans l'analyse des antennes microbandes est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral.

La procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance.

La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation [48]. Malgré les avantages de cette méthode, elle souffre de quelques inconvénients tels que:

- La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance.
- Le temps de calcul qui est important.
- L'existence des solutions parasites.

II.8.2.4 Méthode d'analyse spectrale

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique [48], dans le domaine spectral. Cette méthode permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales dans le domaine spatial. Elle est basée sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous la forme matricielle, le

choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur le patch permet de réduire une relation entre les composantes tangentielles des champs électromagnétiques et les courants surfaciques. L'approche de l'équation intégrale dans le domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception de structures imprimées.

II.9 Avantages et limitations des antennes patch

Les antennes microbandes ont de nombreux avantages comparés aux antennes micro ondes classiques et par conséquent plusieurs applications dans la large gamme de fréquences allant de 100MHz à 50GHz sont réalisables. Parmi ces avantages, on peut citer :

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

Cependant, les antennes microbandes ont aussi quelques inconvénients comparées aux classiques tels que :

- Bande passante étroite.
- Des pertes par conséquent un gain plus faible.
- La plupart des antennes microbandes rayonnent par un demi-plan.
- Des limitations pratiques sur le gain au maximum à 20dB.
- La performance du rayonnement longitudinal est médiocre.
- L'isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation est médiocre.
- Possibilité d'excitation des ondes de surface.
- Capacité de manipulation à faible énergie.

- Effet de couplage parasite entre les éléments (excitation d'ondes de surface guidées).
- Rayonnement parasite de l'alimentation.
- Puissance supportable plus faible vis à vis aux antennes classiques.

La bande passante est un paramètre très important pour la transmission à très grande débit, surtout dans l'essor des nouveaux systèmes multimédia et mobile. Pour cela on s'est penché à la conception des antennes ayant une très large bande passante (antenne imprimé ULB).

Néanmoins il existe des moyens substantiels qui peuvent minimiser les effets de certains de ces inconvénients, par exemple l'excitation à onde de surface [25], [50] peut être éliminée, en prenant des précautions lors de la conception et de la fabrication.

De même l'insertion d'un trou métallisé [51] entre la plaque rayonnante et le plan de masse permet d'élargir la bande passante et de remédier aux problèmes des décharges électrostatiques et d'écoulement thermique.

II.10 Les applications des antennes microbandes

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimées, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques [50] devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications. Parmi ces applications on cite:

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

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref historique sur les antennes imprimées et montré le rôle et l'évolution technologique des patches, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients.

Nous avons montré également quelques différentes techniques d'alimentation, ainsi que les méthodes d'analyses les plus utilisées à des structures microbandes de forme quelconque. Aucune de ces méthodes numériques citées n'est parfaite. Elles présentent toutes des avantages et des inconvénients.

CHAPITRE III

Différentes techniques de caractérisation des matériaux

Chapitre III: Différentes techniques de caractérisation des matériaux.

III .1 Introduction

Depuis l'avènement de l'analyseur de réseaux dans les années 70, on observe une multiplication de techniques de caractérisation par micro-ondes notamment pour la caractérisation de matériaux nouveaux [52] ou pour apporter des solutions là où les autres méthodes de caractérisation ne se sont pas révélées efficaces pour résoudre un problème particulier [53]. En effet, du fait de la sensibilité des micro-ondes à un grand nombre de grandeurs physiques ou chimiques, on montre que les méthodes de caractérisation des matériaux en hyperfréquences sont bonnes pour des applications industrielles.

La caractérisation diélectrique des matériaux nécessite l'utilisation d'une méthode de caractérisation et d'un modèle permettant l'extraction des paramètres de conductivité, de permittivité, et de perméabilité. Il existe plusieurs méthodes de mesure qui diffèrent selon un ensemble de paramètres. La fréquence de détermination est l'un de ces paramètres mais les pertes diélectriques et magnétiques de l'échantillon sont très élevées [54].

La dimension de l'échantillon disponible, son état physique (solide, liquide ou gazeux), le caractère destructif ou non destructif de la méthode sont autant de paramètres déterminants du choix de la méthode. Pour chaque méthode, il existe différents modèles plus ou moins complexes pour représenter le dispositif de mesure et l'échantillon testé.

Pour mesurer la permittivité et la perméabilité complexes d'un matériau, on prélève un échantillon de matière et on le place sur le trajet d'une onde électromagnétique progressive, soit dans l'espace libre, soit à l'intérieur d'une structure de propagation (guide d'onde, lignes de transmission,...). On peut également positionner l'échantillon dans le ventre d'un champ électrique ou d'un champ magnétique d'une onde stationnaire, par exemple dans une cavité résonnante (fermée, ouverte), etc...

Plusieurs méthodes de caractérisation de matériaux sont décrites dans la littérature [55]. Le choix d'une méthode dépend de la bande de fréquences que l'on désire couvrir, du paramètre électrique privilégié, de la précision que l'on désire obtenir sur celui-ci, de la rapidité de la méthode ou de sa simplicité, du genre de matériau (isolant ou semi-conducteur) et enfin, du type de matériau à caractériser (gaz, liquide, solide ou granulé).

Ce chapitre est consacré à une présentation générale des différentes techniques de caractérisation des matériaux, aux avantages et inconvénients ainsi qu'à un aperçu des applications envisageables.

III.2 Méthode en cavité résonnante

La résolution des équations de Maxwell, en présence des conditions aux limites au bord d'une enceinte conductrice fermée, est un problème aux valeurs propres. Un tel problème admet un ensemble de solutions distinctes, appelées modes de résonance, qui sont les fonctions propres du problème. A chaque fonction propre est associée une valeur propre qui est la fréquence de résonance [56].

Une section de guide d'ondes est terminée, à ses extrémités, par des plans métalliques perpendiculaires à son axe. Elle forme une cavité. Une telle cavité est résonnante lorsque sa longueur est égale à un nombre entier de demi-longueurs d'onde du guide. La distribution des champs peut être déterminée au moyen des résultats obtenus pour les guides d'ondes.

III.2.1 Cavité en guide rectangulaire

Pour des raisons d'ordre pratique, on fait le plus souvent usage de cavités comportant une section de ligne de transmission ou de guide d'ondes [57], terminée à ses deux extrémités par des plans de court-circuit. L'impédance présentée par une section de ligne de longueur d terminée par un court-circuit est donnée par:

$$Z_{in} = j \cdot \tan(\beta d) \quad (III.1)$$

Si l'on place un second court-circuit à l'entrée de la ligne, ($Z_{in}=0$) et qui entraîne:

$$\beta d = 1\pi \quad (III.2)$$

Ce qui spécifie la valeur de d :

$$d = 1\pi/\beta = \frac{1\lambda_g}{2} \quad (III.3)$$

La relation de dispersion dans un guide d'ondes au-dessus de la fréquence de coupure est donnée par:

$$\beta^2 = -\gamma^2 = K^2 - P^2 \tag{III.4}$$

On tire la valeur de K_p^2

$$K_p^2 = P^2 + (1\pi/d)^2 \tag{III.5}$$

Pour le cas particulier d'une cavité rectangulaire de section (a x b) et ayant une longueur d, les valeurs de p sont:

$$K_p^2 = K_{mnl}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2 \tag{III.6}$$

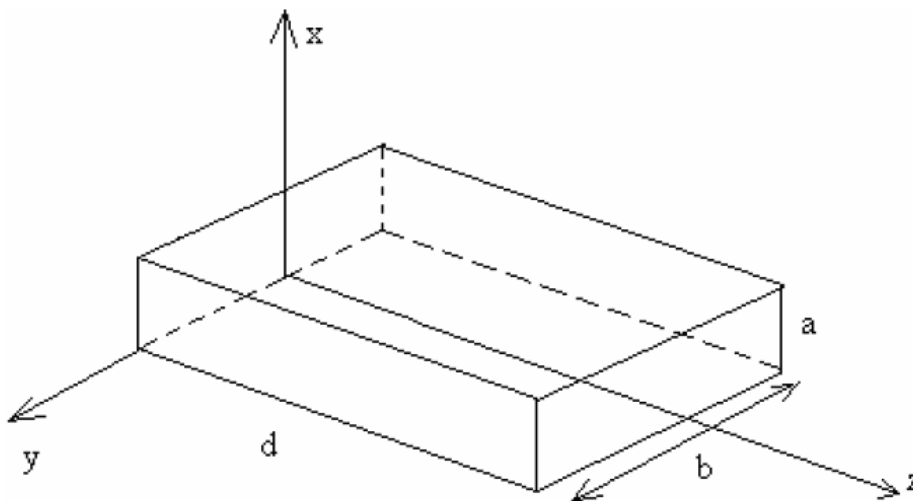


Figure III.1 : Cavité de forme parallélépipédique.

La fréquence de résonance de cette cavité est donnée par:

$$f_{mnl} = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{k_{mnl}}{2\pi\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{l}{d}\right)^2} \tag{III.7}$$

La figure III.2 présente un guide d'onde rectangulaire métallique dont la fréquence de résonance est de **20 GHz** et caractérisé par sa permittivité relative ϵ , sa perméabilité relative μ égale à 1, sa section (a=1.016 cm x b=2.286 cm) et ayant une longueur d=5 cm, dessinée avec le logiciel HFSS.

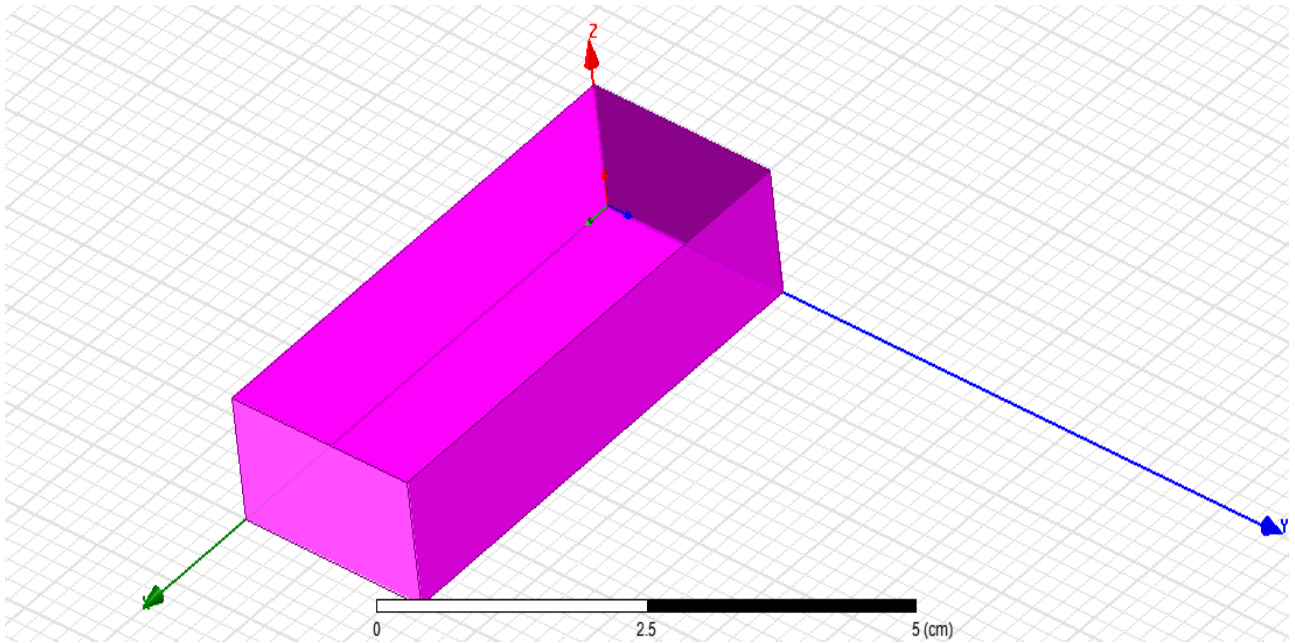


Figure III.2 : Cavité de forme parallélépipédique dessinée par HFSS.

III.2.2 Méthode de perturbation

La variation de pulsation complexe de résonance qui résulte d'une petite modification de la cavité est déterminée par la méthode de perturbation, faisant usage du même principe que pour les guides d'ondes. On l'emploie notamment pour évaluer l'effet des pertes dans les parois par suite de l'introduction d'échantillons de matériaux, ou encore d'une modification de la forme.

On part d'une cavité non perturbée sans pertes, remplie d'un milieu homogène de propriétés ϵ et μ , dans laquelle les champs satisfont aux équations [56]:

$$\nabla \wedge \vec{E}_0 + j\omega_{p0}\mu\vec{H}_0 = \vec{0} \quad (\text{III.8})$$

$$\nabla \wedge \vec{H}_0 + j\omega_{p0}\epsilon\vec{E}_0 = \vec{0} \quad (\text{III.9})$$

En l'absence de pertes, la pulsation de résonance ω_{p0} est réelle.

III.2.2.1 facteur de qualité métallique Q_{0m}

On fait ici les mêmes suppositions que dans le cas du guide d'ondes soit:

- ◆ Pas de courants de perturbation, $\vec{J}_e = 0$ et $\vec{J}_m = 0$.
- ◆ La perturbation ne modifie pas en première approximation le champ magnétique, $\vec{H} \cong \vec{H}_0$.
- ◆ La perturbation ne modifie pas globalement le champ électrique $\vec{E} \cong \vec{E}_0$ où l'intégration porte sur tout le volume de la cavité.

- ◆ En revanche, le champ électrique tangentiel sur la paroi de la cavité n'est plus nul, mais est proportionnel au courant de surface, lui-même proportionnel au champ magnétique tangentiel:

$$\vec{E}_{\text{tan}} = \vec{Z}_m \vec{A} = -\vec{Z}_m (\vec{n} \wedge \vec{H}_0) \quad (\text{III.10})$$

Où $\vec{Z}_m \cong (1 + j)\sqrt{\omega\mu_m/2\sigma}$ est l'impédance d'onde dans le métal.

$$\frac{2\omega_0}{Q_{0m}} - j(\omega_{Pr} - \omega_{P0}) \cong \vec{Z}_m \frac{\oint_s |\vec{H}_0|^2 dA}{2 \int_V \mu |\vec{H}_0|^2 dV} \quad (\text{III.11})$$

La variation de la pulsation de résonance, due aux pertes dans les parois, est le plus souvent négligeable. Comme les parties réelle et imaginaire ont la même valeur, on en déduit que :

$$Q_{0m} = \frac{2\omega_0}{\omega_{P0} - \omega_{Pr}} \quad (\text{III.12})$$

III.2.2.2 Facteur de qualité global de la cavité non chargée

Tous les types de pertes font diminuer le facteur de qualité, qui serait infini pour une cavité absolument sans pertes. Les différents mécanismes produisant les pertes sont:

- Le milieu homogène remplissant la cavité est faiblement dissipatif. Ces pertes produisent le facteur de qualité de volume Q_{0v} .
- Les parois métalliques entourant une cavité ont toujours des pertes par effet Joule, le conducteur dont elles sont formées n'étant pas idéal. C'est le facteur de qualité métallique Q_{0m} .
- L'introduction d'un échantillon de matériau dissipatif dans une cavité provoque l'apparition de pertes supplémentaires, représentées par le facteur de qualité d'échantillon Q_{0e} .

Dans la majorité des situations rencontrées en pratique on peut définir le facteur de qualité non chargé global Q_0 en additionnant les trois contributions, les pertes étant inversement proportionnelles aux divers facteurs de qualité.

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_{0v}} + \frac{1}{Q_{0m}} + \frac{1}{Q_{0e}} \quad (\text{III.13})$$

III.2.3 Excitation d'une cavité

Pour qu'un champ électromagnétique existe à l'intérieur d'une cavité, il faut pouvoir injecter dans celle-ci un signal électromagnétique en provenance d'un circuit extérieur. Les dispositifs d'excitation peuvent être de simples ouvertures, des sondes ou encore un courant (figure III.3).

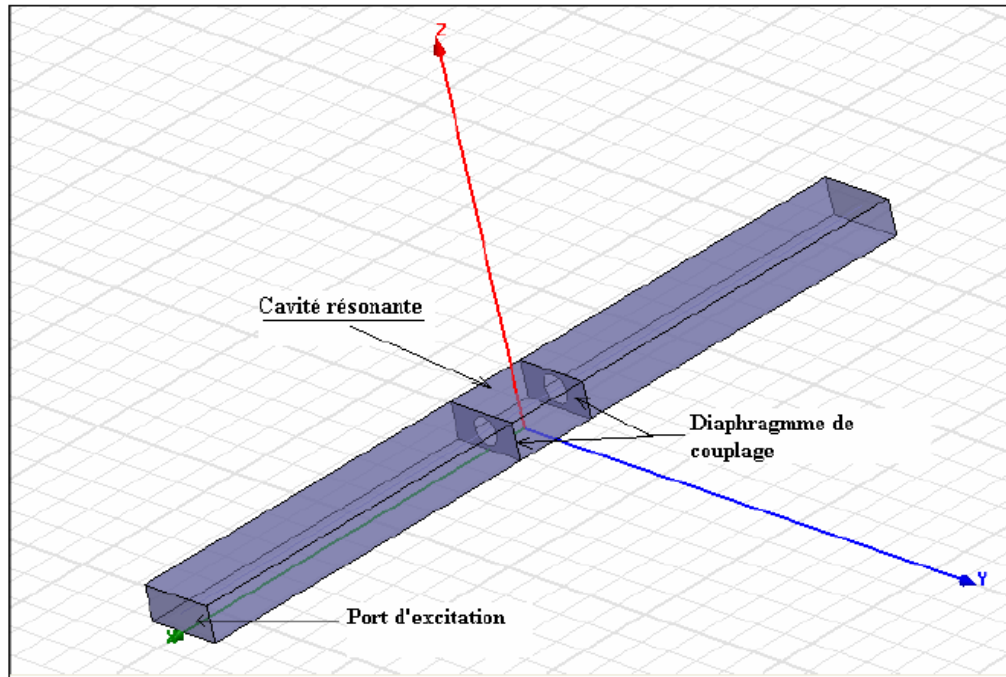


Figure III.3: Excitation d'une cavité résonante en guide d'onde rectangulaire par HFSS [56].

III.3 Méthode en espace libre

La technique de l'espace libre est une technique relativement ancienne. Son principe, malgré quelques nuances, est basé sur l'acquisition des coefficients de réflexion et de transmission. Elle est large bande et non destructive d'une part et ne nécessite pas de contact entre l'échantillon et les outils de mesure d'autre part. Les antennes fonctionnant en émission ou en transmission servent d'outils de mesure. Ainsi les puissances incidentes, réfléchies et transmises sont utilisées comme paramètres pour extraire les paramètres électriques

L'équipe de D. K. Ghodgaonkar [57] a mis au point un nouveau principe basé sur la mesure des paramètres S en réflexion et en transmission des échantillons planaires (figure III.4). Ce nouveau principe est fiable en termes de temps et de mesure large bande de matériaux à fortes pertes. Quant aux matériaux faibles pertes, une métallisation, non reliée à la masse est mise en dessous de l'échantillon à caractériser pour diminuer les effets du rayonnement de l'onde.

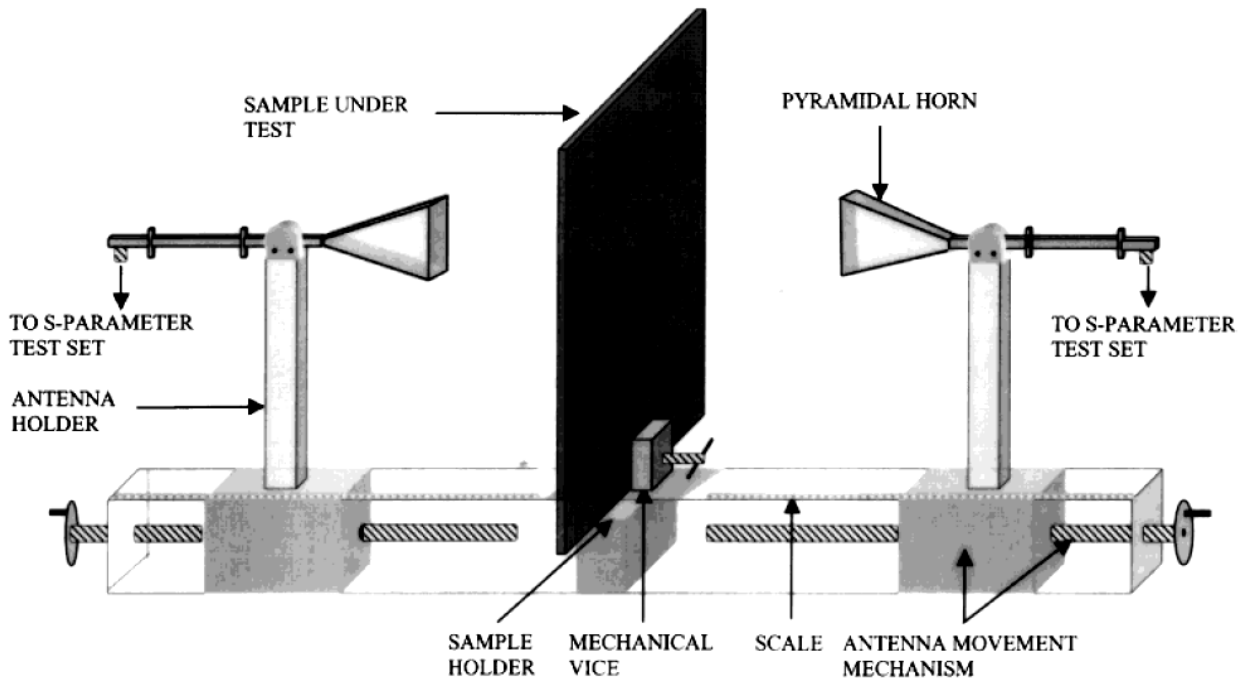


Figure III.4 : Schéma du principe de la méthode de mesure en espace libre [54].

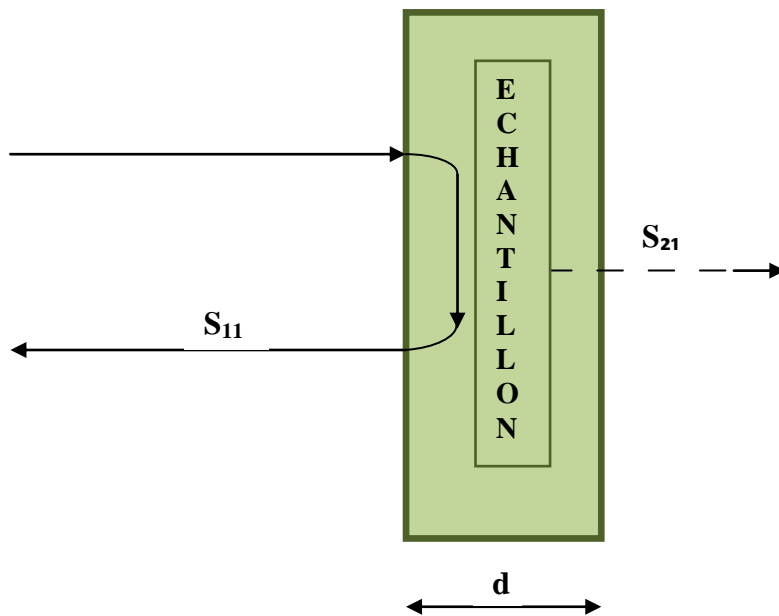


Figure III.5: Exemple d'un échantillon planaire [57].

III.3.1 Principe de fonctionnement

Soit un échantillon d'épaisseur d , de permittivité relative ϵ_r et de perméabilité relative μ_r . Soient Γ et T les coefficients de réflexion à l'interface air-échantillon et celui de transmission. Nous notons S_{11} et S_{21} les coefficients de réflexion et de transmission mesurés en espace libre dans le cas d'une onde plane incidente. Les paramètres S_{11} et S_{21} sont liés à Γ et à T par les expressions suivantes:

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (\text{III. 14a})$$

$$S_{21} = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (\text{III. 14b})$$

Où les constantes Γ et T se déterminent par les relations ci-dessous :

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad (\text{III. 15})$$

$$K = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (\text{III. 15})$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} = e^{-\gamma d} \quad (\text{III. 16})$$

Où γ_d est la constante de propagation dans l'échantillon. Nous notons par γ_0 la constante de propagation et Z_0 l'impédance caractéristique de la monture en absence du diélectrique. γ_d se détermine par la relation générale suivante :

$$\gamma_d = \gamma_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (\text{III. 17})$$

$$\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (\text{III. 18})$$

$$Z_0 = 120\pi \quad (\text{III. 19})$$

Par combinaison de ces équations, nous obtenons les résultats suivants :

$$\epsilon_r = \frac{\gamma_d}{\gamma_0} \left(\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right) \quad (\text{III. 20})$$

$$\mu_r = \frac{\gamma_d}{\gamma_0} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \quad (\text{III. 21})$$

Le modèle de calcul obtenu est simple. De plus, en se basant sur le principe de mesure des paramètres S, on peut déduire les avantages suivants:

- Possibilité de réaliser des mesures pour des matériaux non linéaires,
- Possibilité d'application d'un champ magnétique stationnaire.

Cependant le système de mesure en espace libre présente les inconvénients suivants :

- coût élevé des équipements,
- faible précision des mesures des matériaux minces et flexible à cause du fléchissement de l'échantillon suspendu.
- difficulté de bien calibrer le système de mesure.

Les effets de diffraction aux bords de l'échantillon et les réflexions multiples entre les antennes et les modes de transition sont les principales sources d'erreurs dans la méthode de l'espace libre. Ces erreurs ont pu être corrigées en minimisant les réflexions par une combinaison des lentilles et d'antennes [57].

A la fréquence de 10 GHz, Von Hippel (1954) a obtenu les valeurs des permittivités relatives complexes du téflon (2,08-j0,00076) et du verre soda-borosilicaté (4,38-j0,0237).

En utilisant la méthode de l'espace libre et pour les mêmes matériaux, D. K. Ghodgaonkar (1989) retrouve les valeurs suivantes : 2-j0,06 et 4,36-j0,1 sachant que l'épaisseur du téflon est 3,33 mm et celle du soda-borosilicaté est de 3,86 mm. L'erreur relative sur ϵ' est évaluée à 4%. Cependant, l'erreur est très importante lorsqu'il s'agit de déterminer le terme ϵ'' [58].

III.3.2 Exigences pour les mesures en espace libre

Pour parvenir à des résultats de mesures précises avec la méthode d'espace libre, plusieurs exigences doivent être satisfaites, qui incluent principalement le champ lointain, taille de l'échantillon, et l'environnement de mesure.

III.3.2.1 Condition du champ lointain

Dans la mesure en espace libre, pour s'assurer que l'onde incidente sur l'échantillon à partir d'une antenne peut être prise comme une onde plane, la distance d entre l'antenne et l'échantillon doit satisfaire la condition suivante du champ lointain [59]:

$$d > \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (\text{III. 22})$$

Où λ_0 est la longueur d'onde du signal électromagnétique et D est la plus grande dimension de l'ouverture de l'antenne. D est le diamètre de l'ouverture. Pour une ouverture rectangulaire, D est la longueur de la diagonale de cette ouverture. Quand la condition du champ lointain est totalement vérifiée, l'espace libre peut être pris comme une ligne de transmission uniforme et toutes les méthodes de mesure pour une ligne de transmission peuvent être utilisés pour l'espace libre.

III.3.2.2 Taille de l'échantillon

Dans la mesure de la permittivité et la perméabilité d'échantillon planaires avec la méthode d'espace libre, si la taille de l'échantillon est plus petite que la longueur d'onde, les réponses de l'échantillon aux ondes électromagnétiques sont similaires à celles des particules. Pour avoir des résultats convaincants, la taille de l'échantillon doit être plus grande que la longueur d'onde du signal. Pour réduire d'avantage les effets de diffusion des bords de l'échantillon, la taille doit être le double de la longueur d'onde.

III.3.2.3 Environnement de mesure

Dans une structure de transmission en espace libre, comme l'onde électromagnétique n'est pas limitée par une enceinte fermée, les résultats de mesure peuvent être affectés par l'environnement. Aux basses fréquences, les effets sont moins sérieux. Pour minimiser les effets de l'environnement, il est recommandé de faire les mesures en espace libre dans une chambre anéchoïque. Entre temps, nous pouvons aussi utiliser une fenêtre temporelle pour éliminer les signaux indésirables causés par les réflexions de l'environnement et les multi réflexions.

III.4 Méthode en sondes coaxiales

Ces méthodes sont les plus utilisées dès lors que l'échantillon à caractériser n'est pas de nature solide. Elles répondent particulièrement bien aux besoins exprimés par les applications biomédicales et agroalimentaires. Elles peuvent être effectuées à distance, dans le cas de mesures en défilement, ou directement en contact avec le matériau. Dans ce dernier cas, cette technique nécessite une bonne planéité de la surface de l'échantillon pour garantir un bon contact. Pour les mesures en défilement, on utilise un modèle prenant en compte la distance entre le matériau et la sonde [60].

III.4.1 Principe et conditions de fonctionnement

La méthode de caractérisation par sonde coaxiale est actuellement l'une des techniques les plus utilisées pour la mesure de la permittivité complexe des matériaux à température ambiante ou élevée. Des mesures en très large bande de fréquences sont possibles grâce au mode d'excitation TEM du guide coaxial. Les matériaux doivent être isotropes et homogènes sous forme liquide ou poudre, de milieux mous ou solides. La configuration de la sonde coaxiale est montrée dans la figure III.6.

La sonde coaxiale de diamètre du conducteur interne de 3 mm n'est utilisable que pour la mesure jusqu'à 44 GHz, en raison de l'excitation des modes supérieurs qui devient possible au delà. La

mesure jusqu'à 110 GHz par cette méthode est possible par l'utilisation d'une sonde coaxiale ouverte de diamètre du conducteur interne de 1 mm.

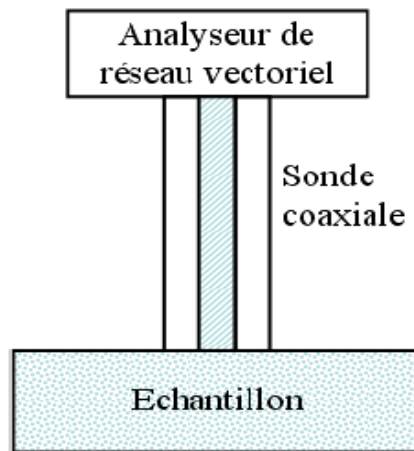


Figure III.6: Configuration de la sonde coaxiale [54].

Cette méthode de caractérisation est basée sur la détermination du coefficient de réflexion d'une discontinuité entre la sonde coaxiale et l'échantillon à caractériser. La détermination de la permittivité complexe est effectuée par la mesure du coefficient de réflexion de la discontinuité à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel sur une large bande de fréquence. La représentation de la discontinuité à partir d'un schéma électrique (figure III.7) équivalent permet de déterminer simplement la permittivité du matériau.

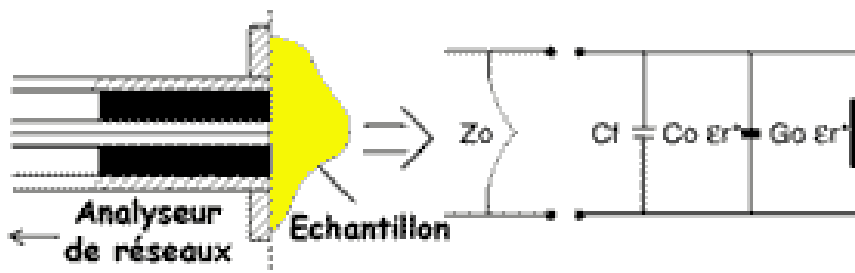


Figure III.7 : Schéma électrique équivalent [61].

C'est essentiellement l'effet capacitif à l'extrémité de la sonde qui est modifié par la présence de l'échantillon en contact de la sonde. L'épaisseur de celui-ci est à prendre en compte: soit il est nécessaire de respecter un critère d'épaisseur minimale pour considérer le milieu semi-infini soit le modèle théorique tient compte de la nature mono ou multicouche du milieu.

La zone de champ EM (figure III.8) concernée par la mesure est généralement de l'ordre de grandeur du diamètre de la sonde coaxiale [60].



Figure III.8: Répartition du champ E de ligne coaxiale pour la caractérisation large bande par simulation HFSS [54].

III.4.2 Validité de la méthode

L'échantillon doit être homogène et suffisamment épais de sorte que le champ EM à l'extrémité de la sonde coaxiale soit confiné dans l'échantillon et que la surface en contact avec la sonde soit plane [54]. Le domaine de validité de ce modèle s'étend jusqu'à la fréquence d'apparition du premier mode supérieur, c'est à dire autour de 110 GHz. Une procédure d'étalonnage est nécessaire pour compenser les erreurs de mesures liées aux défauts des éléments en amont de la terminaison de la sonde coaxiale (câble d'alimentation...). La méthode de caractérisation par une sonde coaxiale est valide dans le domaine de permittivité inférieure à 100 et d'une tangente de pertes supérieure à 0,05. En deçà, les incertitudes de caractérisation sont très élevées. Cette méthode est bien adaptée aux tissus biologiques avec une précision de 5 % pour la permittivité et de 10 % pour la tangente de pertes.

III.5 Guide d'ondes chargé

Comparées à des méthodes en cavité résonnante, les méthodes guidées permettent des mesures plus large bande. Ce sont des techniques largement utilisées pour la caractérisation des matériaux, notamment les matériaux fortement dispersifs [60].

La montée en fréquences des circuits en technologie SiGe ainsi que le packaging à faible coût nécessitent de développer des méthodes de caractérisation utilisant ces technologies. Leur principe général consiste à placer l'échantillon à caractériser à l'intérieur du guide d'onde rectangulaire ou dans une ligne de transmission coaxiale. La mesure des paramètres S de la cellule permet de déterminer les propriétés électromagnétiques de l'échantillon. L'inconvénient de cette méthode est qu'il faut, en

général, usiner le matériau à analyser de manière à ce qu'il puisse être parfaitement inséré en assurant un très bon contact avec les parois métalliques du guide ou de la ligne. Comme déjà signalé, on distingue la cellule de mesure en guide d'onde rectangulaire et la cellule en ligne de transmission coaxiale.

III.5.1 Principe et conditions de fonctionnement

Pour effectuer les mesures des caractéristiques diélectriques d'un matériau par la méthode d'un guide d'onde chargé, l'échantillon doit être placé à l'intérieur du guide d'ondes. Le mode dominant d'un guide d'onde rectangulaire est le mode TE₁₀, qui ne peut se propager qu'à partir de la fréquence de coupure du guide :

$$f_c = \frac{1}{2a\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (\text{III.23})$$

La précision des résultats peut se dégrader légèrement en fin de bande de fréquence de mesure, en raison de l'existence de modes supérieurs dans la section chargée par l'échantillon.

Aux très hautes fréquences, des lames d'air entre les flasques des guides ou un défaut d'alignement entre des guides peuvent influencer sur la précision et conduire à des erreurs et des effets notables. Les plans de référence, définis pour la mesure, sont les plans d'accès du tronçon de guide qui sert de porte échantillon (figure III.9). Si l'échantillon n'est pas de la même longueur que le porte échantillon (ℓ_1 et ℓ_2 non nuls), il est nécessaire de tenir compte du déphasage introduit.

Si l'échantillon est homogène et isotrope, les défauts de surface des échantillons peuvent être partiellement éliminés en moyennant les paramètres S entre eux (S_{11} moyenné avec S_{22} et S_{21} moyenné avec S_{12}) [60].

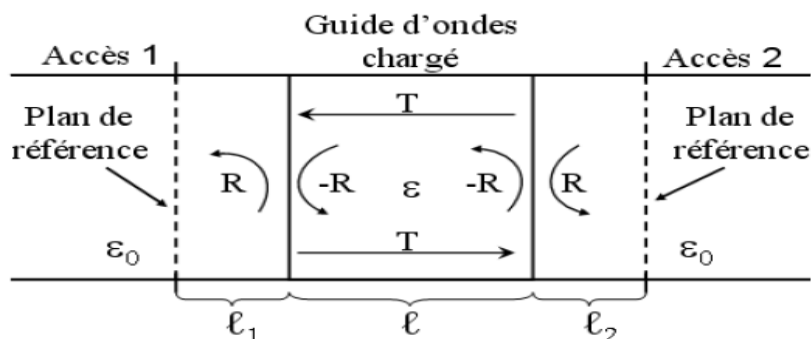


Figure III.9 : Guide d'ondes chargé [61].

Deux méthodes différentes pour extraire les propriétés diélectriques des matériaux à partir des mesures des paramètres S du guide d'ondes chargé sont disponibles.

La première méthode où le guide est bien rempli par le matériau, avec deux surfaces planes confondues avec les plans de référence ($\ell_1=\ell_2=0$) et dont les mesures permettent de remonter à la permittivité et perméabilité complexe grâce aux équations données en et. En cas d'instabilité des résultats pour des épaisseurs d'échantillon proches de $l/2$, des solutions permettent de réduire cette instabilité, soit en fixant la perméabilité relative à 1 pour les matériaux purement diélectriques soit par une autre méthode basée sur une autre approche itérative [62].

III.5.2 Validité de la méthode

Le domaine de validité de cette méthode s'étend jusqu'à la fréquence d'apparition des autres modes de résonance d'ordre supérieur. Pour le plus petit guide d'onde rectangulaire en bande W, dont les dimensions permettent encore un usinage de l'échantillon, la fréquence maximale de caractérisation est de 110 GHz. Les inconvénients de cette méthode sont la nécessité d'usiner l'échantillon et une très grande sensibilité aux lames d'air entre le guide et l'échantillon qui peuvent alors introduire un facteur d'erreur important. Cette méthode est valide dans un large domaine de permittivité et dans un domaine de tangente de pertes de $[10^{-4} - 10^{-3}]$. Les incertitudes de mesures sont autour de 0,1 pour la partie réelle de la permittivité et mieux que 0,01 pour la tangente de pertes [62].

III.6 Méthode des lignes des transmissions

La technique de la ligne de transmission permet de caractériser des matériaux de différentes formes (liquide, granules, plaquettes, etc.) avec une bonne précision sur la permittivité et sur une très large bande de fréquence grâce au mode quasi TEM qui se propage sur ce type de ligne.

Le choix de la structure dépend des objectifs et critères de la caractérisation: rapidité, simplicité et précision. Une structure remplie de diélectrique est dite guide d'onde chargé ou ligne chargée [54].

La structure destinée à caractériser les matériaux, peut être définie en fonction du type de mode (TEM, Quasi-TEM, TE, TM et hybride) se propageant dans la structure.

Il existe dans la littérature un grand nombre de structures propagatrices permettant la transmission des signaux électriques [63]. Les structures planaires sont adaptées aussi bien à la caractérisation des matériaux en couches minces qu'aux matériaux couches épaisses. Pour éviter le rayonnement des lignes planaires ouvertes, on utilise des structures «blindées». Ces structures

permettent de confiner le champ électromagnétique à l'intérieur du guide. Ces structures peuvent être utilisées pour la caractérisation des matériaux de manière générale. La figure ci-dessous présente quelques types de lignes de transmissions.

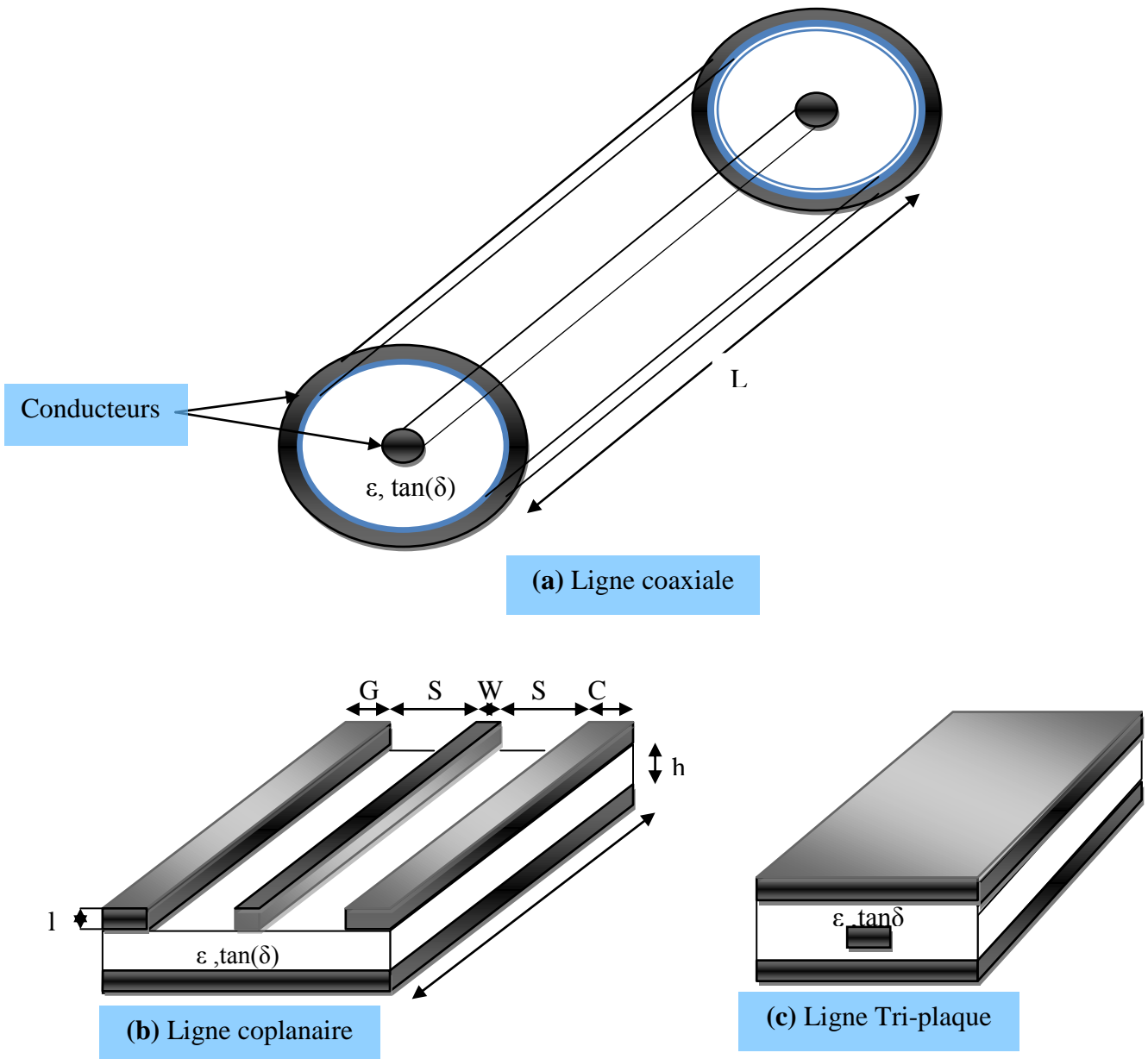


Figure III.10 : Différents types et configurations de structures de lignes de transmission [64].

III.6.1 Principe et conditions de fonctionnement

La caractérisation des matériaux par cette méthode est basée sur la mesure de la constante de propagation d'une ligne de transmission chargée par un échantillon à caractériser. Tout d'abord, la mesure est faite en transmission à vide, avec la ligne non chargée afin d'étalonner les paramètres du modèle théorique. On procède ensuite à la mesure avec échantillon. A partir du coefficient de transmission, on remonte à la constante de propagation linéique de la ligne en charge. Puis, à partir d'un modèle théorique de la ligne reliant la constante de propagation et la permittivité du matériau, on

détermine les propriétés diélectriques du matériau. La figure III.11, montre la configuration de la ligne de transmission [65].

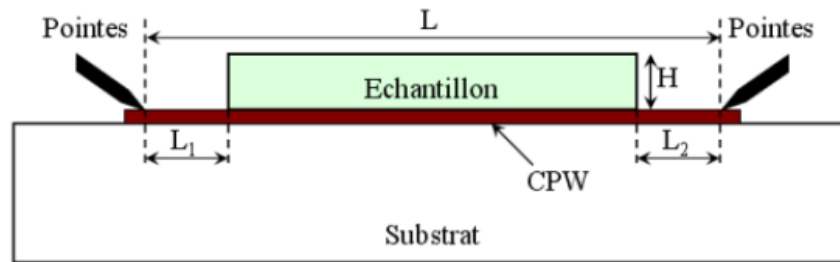


Figure III.11: Configuration de mesure par une ligne de transmission [65].

Dans le cas considéré, la hauteur de l'échantillon doit être aux moins deux fois la distance masse à masse de la ligne coplanaire pour que le champ soit en majorité dans le matériau et le substrat.

III.6.2 Validité de la méthode

Cette méthode est très utilisée pour caractériser les matériaux dans une très large bande de fréquence. Elle est également très utilisée pour caractériser des films minces déposés sur la surface de la ligne micro ruban ou coplanaire [54]. Le domaine de validité de la tangente de pertes est compris dans l'intervalle. Pour cette méthode, où l'échantillon est déposé sur la ligne de transmission, une limite fréquentielle est fixée à 90 GHz.

Afin de comparer les différentes méthodes de caractérisation aux très hautes fréquences abordées dans ce chapitre, un tableau de synthèse est proposé avec les caractéristiques des futurs capteurs. L'intérêt de ces capteurs est surtout des dimensions latérales d'échantillon faibles et sans contrainte particulière d'épaisseur contrairement aux méthodes en cavité ouverte où l'épaisseur et la permittivité influe très fortement sur la fréquence de résonance et aux cavités fermées qui imposent des plages d'épaisseurs pour une détermination fiable.

Notons que les hyperfréquences peuvent aussi entrer dans d'autres procédés de caractérisation, comme la thermographie infrarouge où les micro-ondes sont utilisées comme source de chaleur.

Méthodes à très hautes fréquences	Cavité fermée	Espace libre	Sonde coaxiale	Guide d'onde chargé	Lignes de transmission
Pertinence HF > 100 GHz	Oui	Oui	Non	Non	Non
Matériau	Substrat		Liquide matériau souple	Substrat	
Domaine ϵ'	<40	<150	<100	≥ 2	≥ 2
Très faible pertes $\tan \delta < 10^{-4}$	Nom				
Faible pertes $10^{-4} < \tan \delta < 10^{-2}$	Oui	Incertitude élevée	Forte incertitude		
pertes $\tan \delta > 10^{-2}$	Nom	Oui			
Dimensions latérales échantillons	9x9 mm ²	>5 λ	ϕ 5mm	< 2,45x1,27 mm ²	1.5x1.2 mm ²
Epaisseur d'échantillon	< 0.3 mm	Sans contrainte	Sans contrainte	$n\lambda/2$	>234 μ m
Fréq. Max GHz	98	760	110	110	90
Précision $\Delta \epsilon' / \epsilon'$	$\geq \pm 1\%$	$\pm 5\%$ à 110 GHz	$\pm 5\%$	0,1	-
Précision $\Delta \tan \delta / \tan \delta$	$\geq \pm 3\%$	-	$\pm 10\%$	0,01	-

Tableau III.1 : Synthèse des caractéristiques des méthodes de caractérisation à très hautes fréquences [54].

III.7 Avantages et inconvénients des techniques de caractérisation

❖ Les techniques de caractérisation micro-ondes permettent d'effectuer des mesures sans contact. Elles sont non invasives et non destructives. Elles permettent aussi de remonter à des informations relatives au cœur des matériaux diélectriques sous test.

❖ Ce sont des mesures qui peuvent être effectuées dans des milieux hostiles (haute et basse température, humidité, poussière...). Aussi, ce sont des méthodes sans danger pour l'utilisateur compte tenu des puissances utilisées (quelques mW).

❖ Les systèmes sont faibles coûts comparativement à d'autres techniques. Des efforts sont réalisés pour les rendre plus transportables et le traitement des données peut être dans certains cas relativement simple.

Les inconvénients sont comme suit:

❖ Problèmes de diffraction de l'onde électromagnétique sur le bord des matériaux du fait qu'il n'est pas possible d'émettre un faisceau d'onde électromagnétique comparable, en optique, au faisceau laser.

❖ Les systèmes de mesure micro-ondes ne sont pas universels mais dédiés à un type d'applications données. Ceci va par conséquent conditionner le choix des antennes, de la fréquence de travail et de la puissance.

❖ La résolution du problème inverse n'est pas triviale compte tenu de la complexité des mécanismes d'interaction ondes/matériaux influencés en particulier par l'état de surface.

❖ Non linéarité de la réponse en permittivité, la géométrie de l'objet (effets de bords...). Ajoutons qu'il est nécessaire de calibrer les systèmes hyperfréquences avant leur utilisation.

III.8 Conclusion

Nous avons donné dans cette partie du mémoire un panorama des principales méthodes de caractérisation des matériaux, en l'occurrence, la méthode en espace libre, la méthode des lignes de transmission et la méthode de la cavité, méthode en guide d'onde et sonde coaxiale. Nous avons donné leurs domaines de validité, précisions et contraintes.

Pour illustrer cette étude, le chapitre suivant va porter sur la présentation d'un simulateur électromagnétique hyperfréquence dont le principe de fonctionnement est basé sur la méthode numérique « éléments finis ». Il s'agit du logiciel « HFSS » qui est connu dans le monde des hyperfréquences.

CHAPITRE IV

Simulation d'antennes ULB par HFSS

Chapitre IV: Simulation d'antennes ULB par HFSS.

IV.1 Introduction

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure. Pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Le principe de la méthode utilisée consiste à diviser l'espace d'étude en un grand nombre de petites régions (tétraèdres), puis à calculer localement le champ électromagnétique dans chaque élément.

Nous avons simulé les antennes imprimées à l'aide du logiciel d'Ansoft - HFSS. Le choix de ce logiciel pour notre application est justifié. En effet, c'est un logiciel dédié à la simulation haute fréquence des circuits micro-ondes. Il s'agit d'un logiciel de simulation puissant qui permet de représenter la distribution des champs et de calculer les paramètres des structures hyperfréquences passives.

Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) design. Chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et le choix des matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post-traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre Project Manager dans l'environnement HFSS [68].

Nous allons commencer par donner un aperçu sur le logiciel de simulation et nous intéresser aux différents aspects de ce logiciel utilisé dans notre travail. On clôture ce chapitre par les résultats de quelques simulations d'antennes imprimées.

IV.2 Le logiciel de simulation HFSS

IV.2.1 Présentation du logiciel

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) v13.0 d'Ansoft Corporation est un simulateur électromagnétique de haute performance pour les modèles en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Son code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis. Il permet d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D [56].

Le HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs. C'est un outil permettant le calcul du comportement électromagnétique d'une structure. Le simulateur possède des outils de post traitement pour une analyse plus détaillée. Il permet le calcul des :

- quantités de base dans le champ proche et le champ lointain,
- impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation,
- les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique afin de générer une solution du champ électromagnétique. HFSS emploie la méthode des éléments finis. En général, cette méthode divise l'espace de résolution du problème en plusieurs milliers de régions plus petites et représente le champ dans chaque sous région (élément) avec une fonction locale.

IV.2.2 Méthode de calcul

Ce genre de simulation fait intervenir des équations aux dérivées partielles. Il existe trois méthodes principales comme vu dans le deuxième chapitre: la méthode des éléments finis, la méthode des différences finies et la méthode des moments. Le principe de ces méthodes est de discrétiser l'espace à l'aide d'un maillage propre à la méthode et de résoudre les équations localement. HFSS utilise la méthode des éléments finis afin de résoudre les équations de Maxwell.

IV.2.2.1 Méthode des éléments finis

La géométrie du modèle, étudié sous HFSS, est automatiquement divisée en un grand nombre de tétraèdres. La valeur d'un vecteur champ (E ou H) en un point à l'intérieur d'un tétraèdre est calculée par interpolation des valeurs des champs dans les sommets du tétraèdre. Ainsi, en

représentant les valeurs des champs de cette manière, HFSS calcule les champs séparément dans chaque élément en fixant des critères de convergence.

La méthode des éléments finis consiste à transformer les équations aux dérivées partielles sous forme intégrale, puis à découper l'espace en sous domaines (mailles) dans lesquelles sont placés les nœuds (l'ensemble maille + nœud formant les éléments) [56].

Pour déterminer une solution approchée du problème, il faut ensuite calculer les valeurs du problème aux nœuds des éléments en résolvant les équations locales sous forme intégrale. Plus les éléments sont petits, plus la solution est précise mais plus le temps de calcul est long.

IV.2.3 Technique de maillage

Par cette technique, les conducteurs sont maillés, divisés en éléments simples triangulaires ou rectangulaires. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées. Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnus du problème. Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne micro ruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense, pour représenter de façon plus précise, tout en minimisant le temps de calcul.

IV.2.4 Critère de convergence

Comme l'espace d'étude est discrétisé, il faut définir un critère de convergence qui correspond à l'incertitude maximale entre au moins deux itérations successives pour être validées comme représentatives de la réalité. Cette incertitude est calculée comme étant le pourcentage entre deux solutions successives. Si le rapport entre ces deux solutions est supérieur au critère de convergence, il faut continuer les itérations, sinon, la solution est dite stable et le calcul s'arrête.

IV.2.5 Le processus du logiciel HFSS

Le processus HFSS se déroule comme suit:

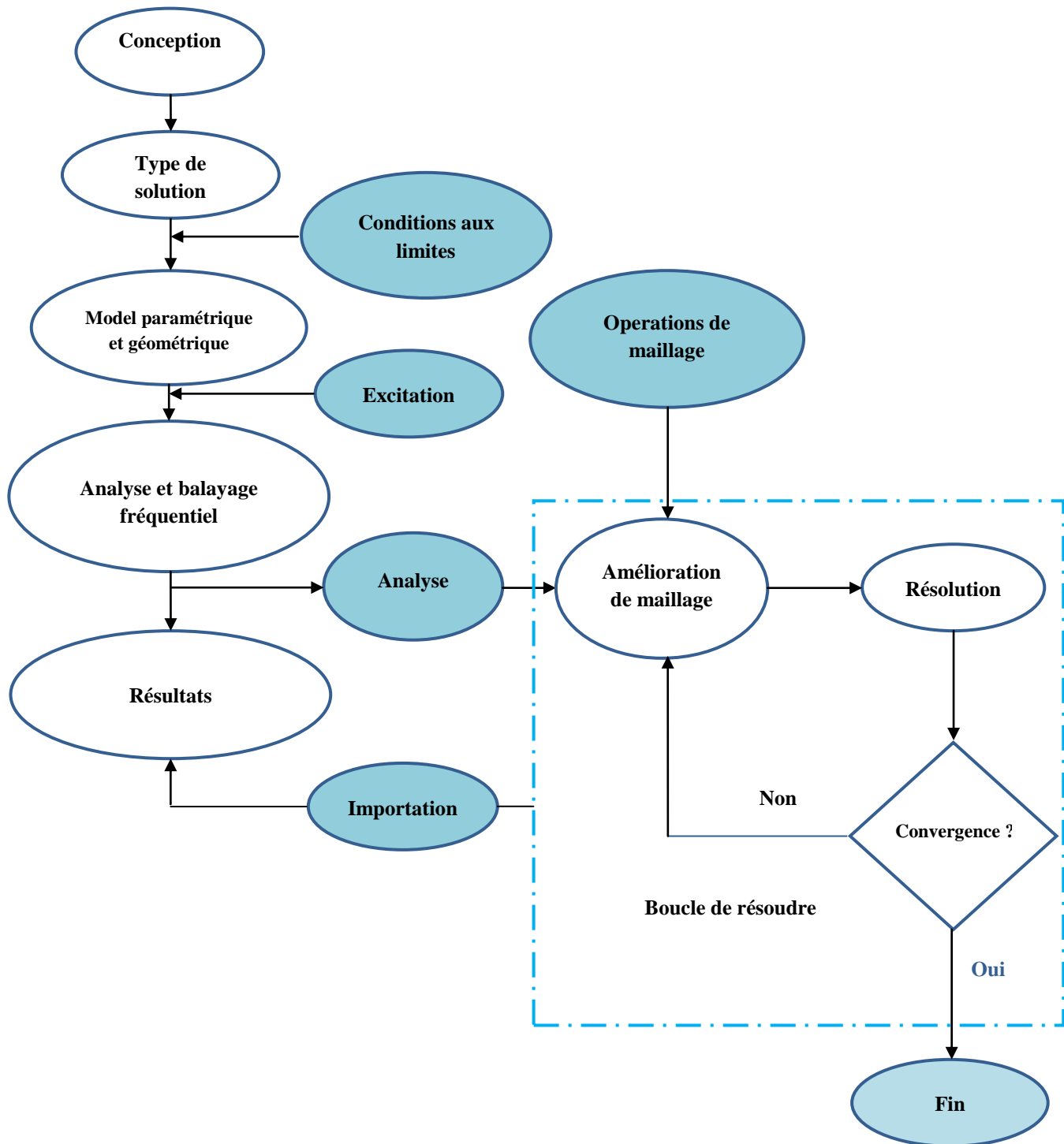


Figure IV.1 : Le Processus de HFSS [69].

IV.2.6 Création des projets par HFSS

Sur le menu **File**, on clique **New**. On spécifie le nom du projet quand on le sauve, on utilise le chemin : **File>Save** ou **File>Save As**. Pour un projet précédemment sauvé, on utilise la commande : **File>Open**.

Pour concevoir une structure sur HFSS, on suit ce procédé général. Il faut noter qu'après avoir inséré une conception, on n'a pas besoin d'exécuter les étapes séquentiellement, mais elles doivent être accomplies avant qu'une solution puisse être produite.

IV.2.6.1 Insertion d'une conception de HFSS dans un projet

- ✓ Sur le menu de projet, cliquer sur **Insert HFSS Design**.
- ✓ La nouvelle conception est énumérée dans l'arbre de projet. Elle est appelée HFSS Design par défaut, où est l'ordre dans lequel la conception a été ajoutée au projet.
- ✓ La fenêtre du modéliseur 3D apparaît à la droite de la fenêtre de gestion de projet. On peut maintenant créer modèle de la géométrie.
- ✓ On peut choisir le **Rescale** à la nouvelle option d'unités pour adapter les dimensions aux nouvelles unités.
- ✓ On dégage le Rescale à la nouvelle option d'unités (par défaut) pour convertir les dimensions en nouvelles unités sans changer la structure.
- ✓ On clique sur **OK** pour appliquer les nouvelles unités au modèle.

IV.2.6.2 Dessiner un modèle

Pour créer une structure en 3D il suffit de la dessiner avec les outils mis à disposition par le logiciel. Ici, nous ne décrivons que les parties les plus difficiles à mettre en œuvre.

On peut créer les objets 3D en employant les commandes de l'aspiration de HFSS (**HFSS-Draw- commands**). Des objets sont dessinés dans la fenêtre du modéliseur 3D (fig IV.2).

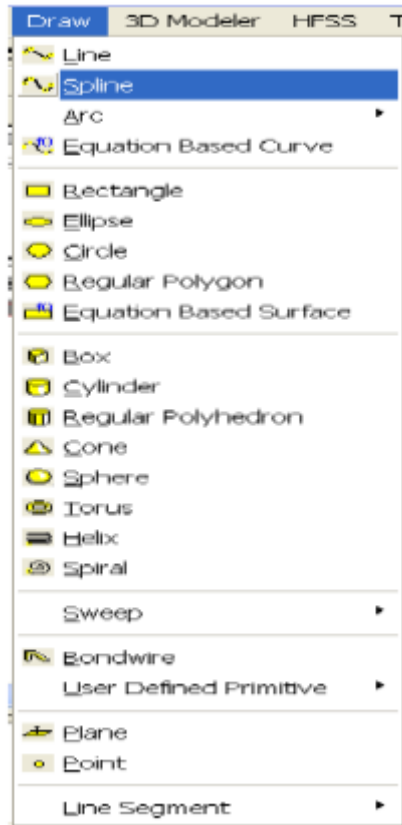


Figure IV.2 : Fenêtre de gestion des différents modèles à dessiner sur HFSS [69].

A. Utilisation des variables du projet

HFSS nous permet de définir les variables pour les associer à certains paramètres de la structure, comme les dimensions, les propriétés des matériaux (fig.IV.3). L'utilisation des variables pour associer les dimensions simplifie les éventuels changements de ce dernier. Par exemple dans notre cas pour changer les excitations et dimensions du plot il suffit de changer la valeur de la variable correspondante.

Pour déterminer une variable, il faut sélectionner **Project > Project Variables** et entrer son nom, sa valeur et son unité. Une fois qu'une variable a été définie on peut utiliser son nom en place de sa valeur. HFSS nous permet aussi d'utiliser des fonctions mathématiques de variables définies.

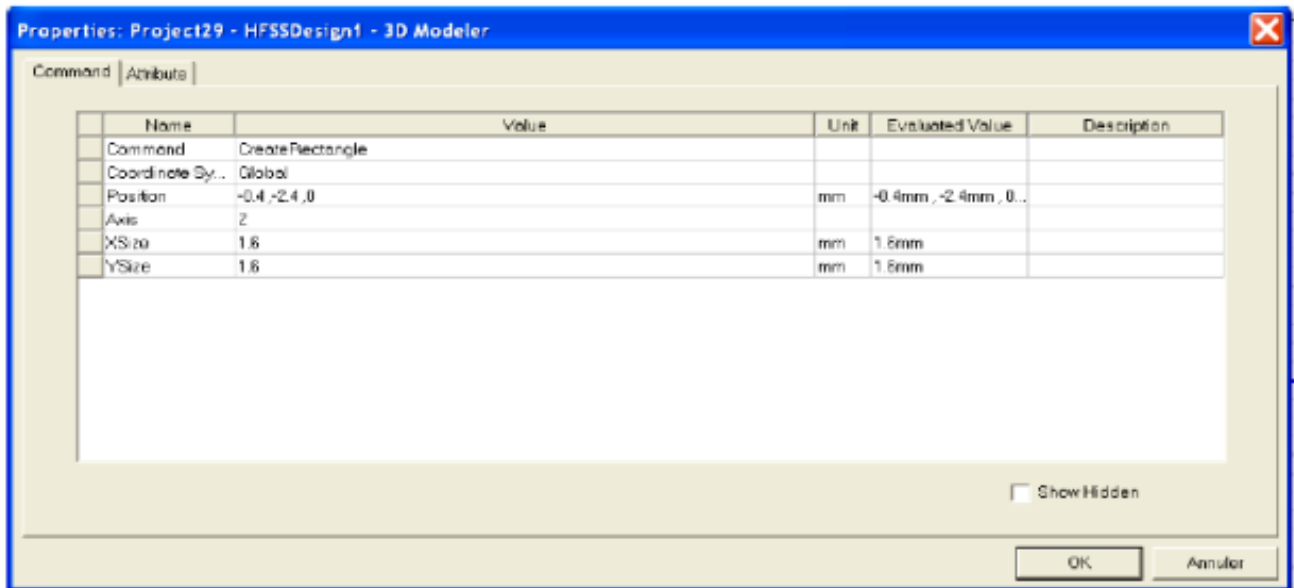


Figure IV.3 : Utilisation des variables dans HFSS [69].

b. Soustraction des objets

Il arrive souvent que l'on cherche à éliminer quelques parties d'un objet.

- On dessine l'objet principal ainsi que les objets qu'on souhaite soustraire de celui-ci.
- On sélectionne l'objet principal.
- En appuyant sur le bouton CTRL on sélectionne les objets que l'on veut soustraire.
- On clique sur **Subtract**.
- Objets listés dans la partie "Tool Parts" sont à soustraire des objets listé sous "Blank Parts".
- Si l'on veut que HFSS garde une copie des objets soustraits on coche l'option **Clone tool objects before subtract**.
- On appuie sur **OK**.

IV.2.7 Types de solution dans HFSS

La première étape de faire une simulation est de déterminer le mode de solution qu'on souhaite réaliser. Les types d'accès et les résultats obtenus dépendent du type de solution sélectionnée [68]. Alors sur le menu de HFSS, cliquer sur **Solution Type** et la fenêtre de dialogue de type de solution apparaît (figure IV.4).

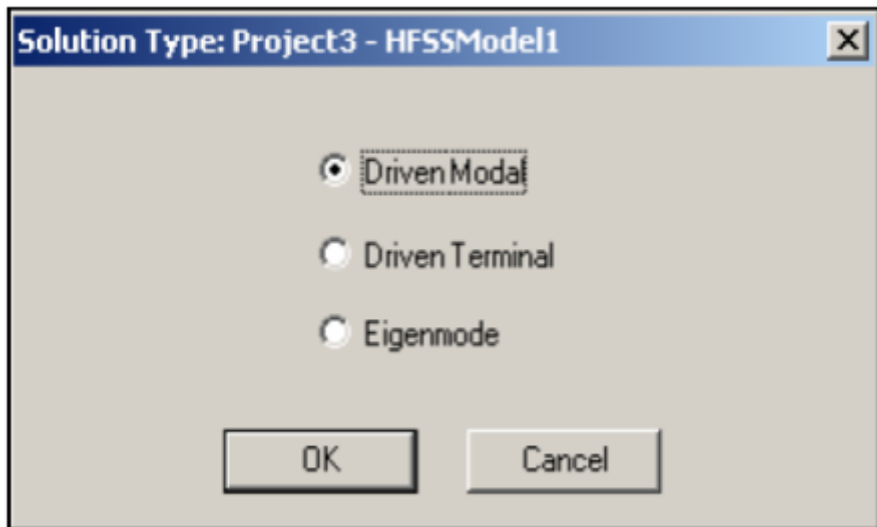


Figure IV.4 : Sélection de type de solution [69].

La deuxième étape est choisir le type du modèle dans les types de solution. HFSS met à notre disposition trois différents types de solution, chacun optimisé pour un problème spécifique:

- **Driven Modal:** On utilise ce type quand on veut que HFSS calcule les paramètres S modal-based d'une structure passive en haute fréquence comme les lignes coplanaires, les guides d'ondes et les cavités résonnantes. Dans ce cas les paramètres S seront calculés en fonction des ondes incidente et réfléchi.
- **Driven Terminal:** On utilise ce type quand on veut que HFSS calcule les paramètres S modal-based de lignes de transmission à plusieurs conducteurs. Dans ce cas les paramètres S seront calculés en fonction de la tension et du courant aux accès.
- **Eigenmode:** On utilise ce type pour calculer les résonances d'une structure. Le logiciel trouvera la fréquence de résonance de la structure et les champs à ces fréquences.

IV.2.8 Excitation d'une structure

Après avoir dessinée une structure, pour que le logiciel soit capable de faire la simulation, il faut exciter la structure. Il existe différents types d'excitation, listés dans le tableau IV. 1. Le plus souvent, on utilise des **Wave Ports** et **Lumped Port**.

Type d'excitations	Commentaires
Wave Port	Représente la surface à travers laquelle un signal entre ou sort d'une structure.
Lumped Port	Représente la surface interne à travers laquelle un signal entre ou sort d'une structure.
Incident Wave	Représente une onde propageant impactant sur la structure.
Voltage	Représente un champ électrique constant à travers des points d'excitations.
Current	Représente un courant électrique constant à travers des points d'excitations.
Magnetic Bias	Utilisé pour définir un champ interne qui polarise un objet 3D en ferrite.

Tableau IV.1: Types d'excitations proposé par HFSS [68].

IV.2.9 Conditions aux limites

Dans le cas des antennes patch, un volume fictif est défini autour de l'antenne (pour limiter le maillage à base d'éléments finis). Le volume est conditionné par des frontières absorbantes, ce qui reflète mieux la réalité, du fait que l'antenne est conçue principalement pour rayonner et émettre de la puissance dans l'espace. Par conséquent, la réflexion des ondes émises est supposée absente. Les conditions absorbantes qu'on a fixées pour les simulations s'avèrent donc les plus judicieuses.

Clicker sur le bouton droit sur les surfaces ou les limites puis sélectionner :

Assign boundary (perfectE, PerfectH, Radiation,...) à savoir la structure à étudier et ses conditions.

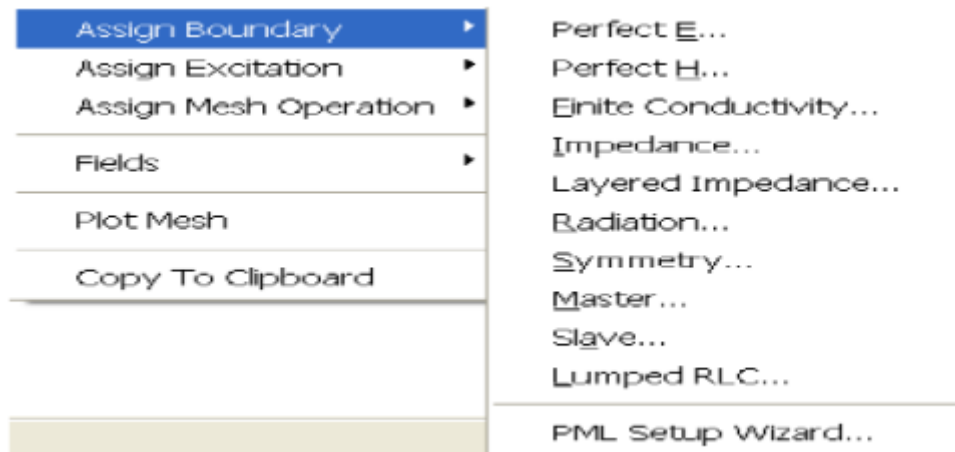


Figure IV.5 : Création des conditions aux limites (boundary) [69].

IV.2.10 Bande de fréquences

Le comportement de l'antenne dépend étroitement de la bande de fréquence considérée. Il est donc essentiel de se fixer une bande de travail. Pour espérer avoir des résultats valides, la fréquence de résonance de l'antenne doit être spécifiée. On se fixe ensuite, une bande de travail de part et d'autre de cette fréquence de résonance selon le besoin et l'application dont l'objectif est de caractériser l'antenne sur une bande.

Il existe plusieurs façons de définir la bande passante (BP) d'une antenne. Lors de la conception d'antenne, la définition la plus commune est la bande passante en adaptation où le coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne est inférieur à un certain niveau. Le S_{11} est une mesure de l'adaptation de l'antenne à l'impédance de la source et éventuellement la ligne de transmission qui les relie, qui s'écrit [70] :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (IV.16)$$

Z_{in} est l'impédance d'entrée de l'antenne qui varie en fonction de la fréquence et Z_0 est celle du générateur. Typiquement, $Z_0=50 \Omega$.

Le calcul des paramètres S_{11} de la structure hyperfréquence suit les étapes suivantes :

- ◆ division de la structure en un nombre fini d'éléments.
- ◆ Excitation de chaque port de la structure avec une onde se propageant le long d'une structure guide d'onde uniforme ou d'une ligne de transmission qui possède la même section que le port.
- ◆ Calcul de la configuration totale du champ électromagnétique à l'intérieur de la structure.

- ◆ Calcul des matrices S_{11} généralisées à partir des puissances réfléchie et transmise.

Nous pouvons également définir le rapport d'ondes stationnaires (ROS) en fonction de (S_{11}) :

$$\text{ROS} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (\text{IV. 17})$$

Une bande passante est donc définie comme une plage de fréquence sur laquelle le S_{11} (ou le ROS) est inférieur a un niveau donné, choisi par convention. Il s'en suit la définition d'une bande passante relative (BP) à S_{11} donné :

$$\text{BP}_r = \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad (\text{IV. 18})$$

Où f_h et f_l sont les deux fréquences d'extrémité ou le S_{11} est égal du niveau fixé, f_c étant la fréquence centrale de la bande considérée.

IV.2.11 Génération des rapports

Une fois que la simulation est finie, on utilise les rapports pour consulter les résultats obtenus. Pour créer un rapport, on sélectionne **HFSS > Results > Create Report** et choisit le type du rapport (paramètres S ou les champs, etc.....) et son format d'affichage (rectangulaire, sur l'abaque de Smith, polaire,...). La fenêtre de création des Traces s'ouvre. On choisit la quantité que l'on veut tracer et on appuie sur **OK**.

On peut aussi définir les relations mathématiques à partir des résultats obtenus: dans la fenêtre Traces on appuie sur **Output variables...** et on entre l'expression et le nom de variable que l'on veut définir.

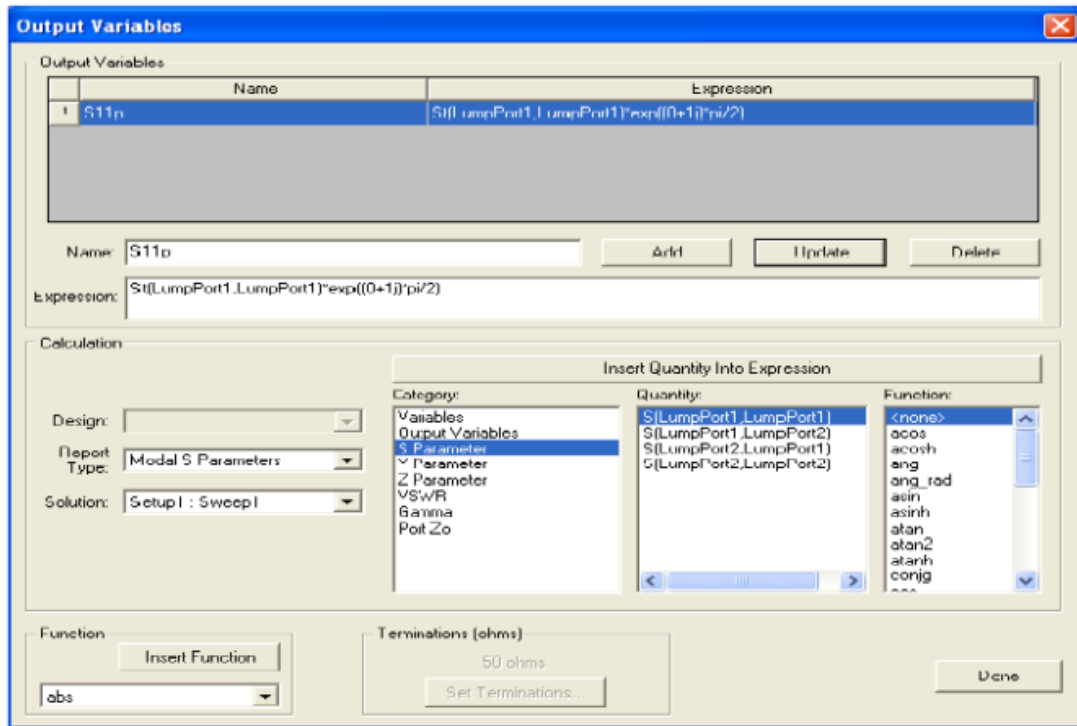


Figure IV.6: Définition d'un variable non prédéfinie sur HFSS [69].

IV.3 Simulations et résultats

La phase de conception d'une antenne, à l'aide d'un logiciel adapté, est une étape incontournable dans un souci de gain de temps et d'optimisation de structure aux paramètres désirés. La conception permet également de prendre en compte les paramètres diélectriques et conducteurs des matériaux bas coût choisis, qui ne sont pas parfaits et de nous rapprocher des futures antennes réalisées. Pour cela, il nous faut choisir un outil de simulation électromagnétique adéquat.

Nous avons caractérisé les antennes imprimées à l'aide du logiciel d'Ansoft-HFSS pour les structures 3D ou Ansoft Designer pour les structures planaires 2D. La représentation de tous les éléments de base dans la structure est appelée « maillage ». Le logiciel calcule une solution à certaines positions du maillage puis reconstitue une solution globale sous forme de matrice. Le logiciel HFSS a été conçu pour étudier l'évolution des champs électromagnétiques dans des structures 3D. Les éléments de base de ce logiciel sont des tétraèdres.

Il est donc possible de traiter des volumes géométriques arbitraires. On peut jouer sur les conditions aux limites à l'intérieur et à l'extérieur de la structure afin de représenter les caractéristiques de celle-ci, de définir des plans de symétrie, etc.

Chapitre IV : Simulation d'antennes ULB par HFSS

On a choisi de simuler trois modèles d'antennes patches fonctionnant à une fréquence bien déterminée et avec une excitation par sonde coaxiale et ligne micro ruban pour calculer l'effet des paramètres de chacune des antennes.

IV.3.1 Application 1

Antenne à patch rectangulaire alimentée par une sonde coaxiale à l'entrée d'un micro ruban fonctionnant à 2.35 GHz.

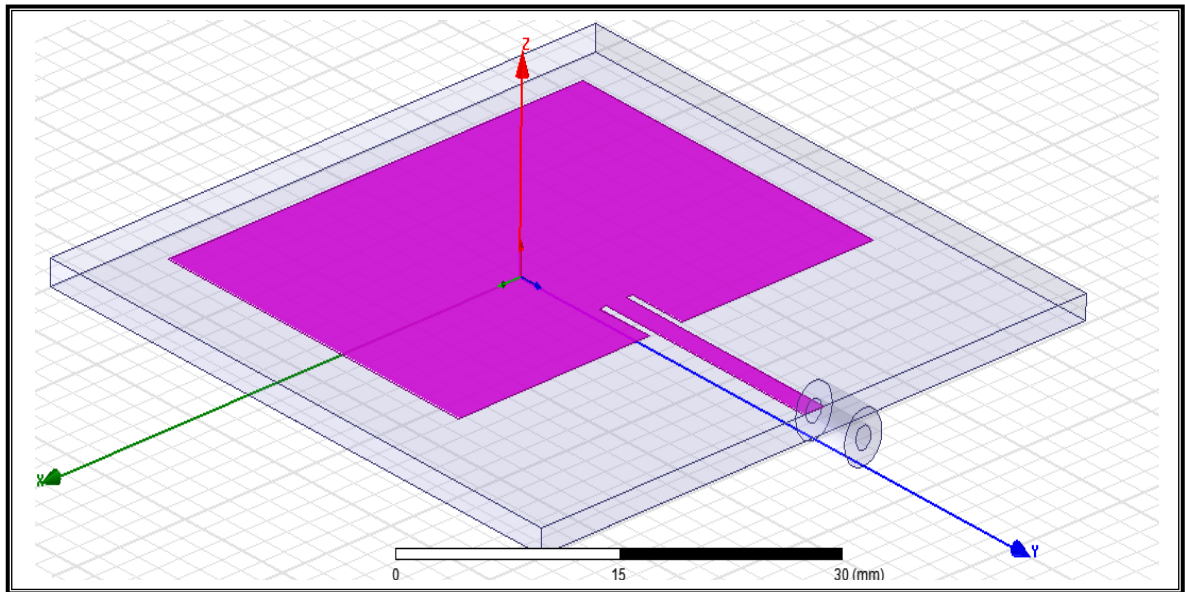
Le cahier des charges imposant les valeurs caractérisant des différents éléments de l'antenne patch rectangulaire micro ruban est illustré dans le tableau (IV.2) :

Fréquence de résonance (GHz)	$F_r=2.35$				
Substrat	Type	Hauteur (mm)	Permittivité relative	Perméabilité relative	Tangente des pertes
I	FR4_expoy	H=1.6	$\epsilon_r= 4.4$	$\mu_r=1$	$\tan(\delta)=0.02$
II	Rogers RO3003(tm)	H=1.6	$\epsilon_r= 3$	$\mu_r=1$	$\tan(\delta)=0.0013$
Dimensions du patch	Longueur (mm)		Largeur (mm)		
	L=29.44		W=38.04		
La bande de fréquence	1.5 à 3 GHz				
Type d'excitation	Wave Port				

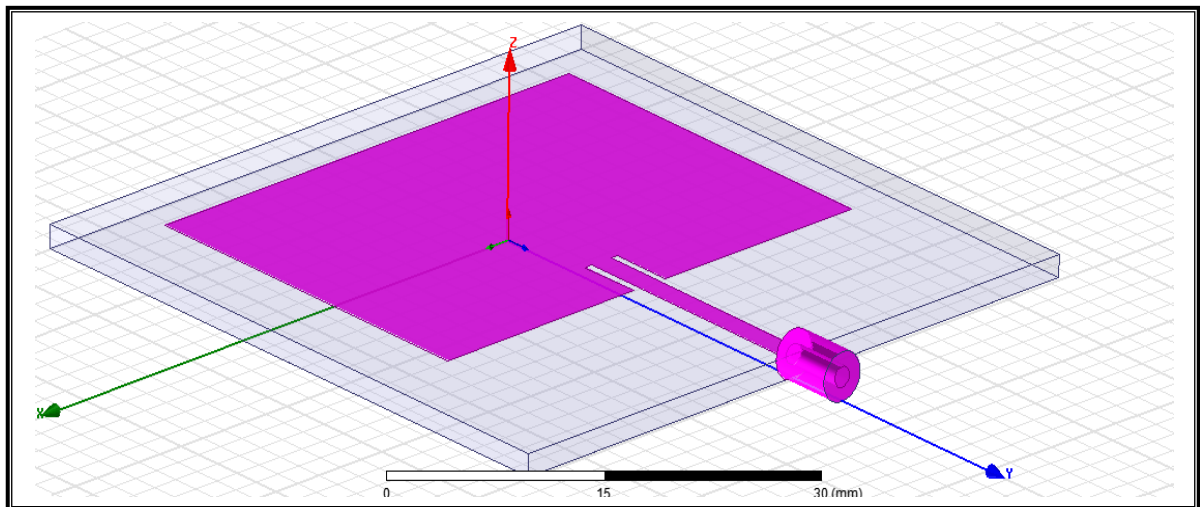
Tableau IV.2: Paramètres de conception de l'antenne patch micro ruban

Les résultats de simulation de l'application 1 obtenus comme suit :

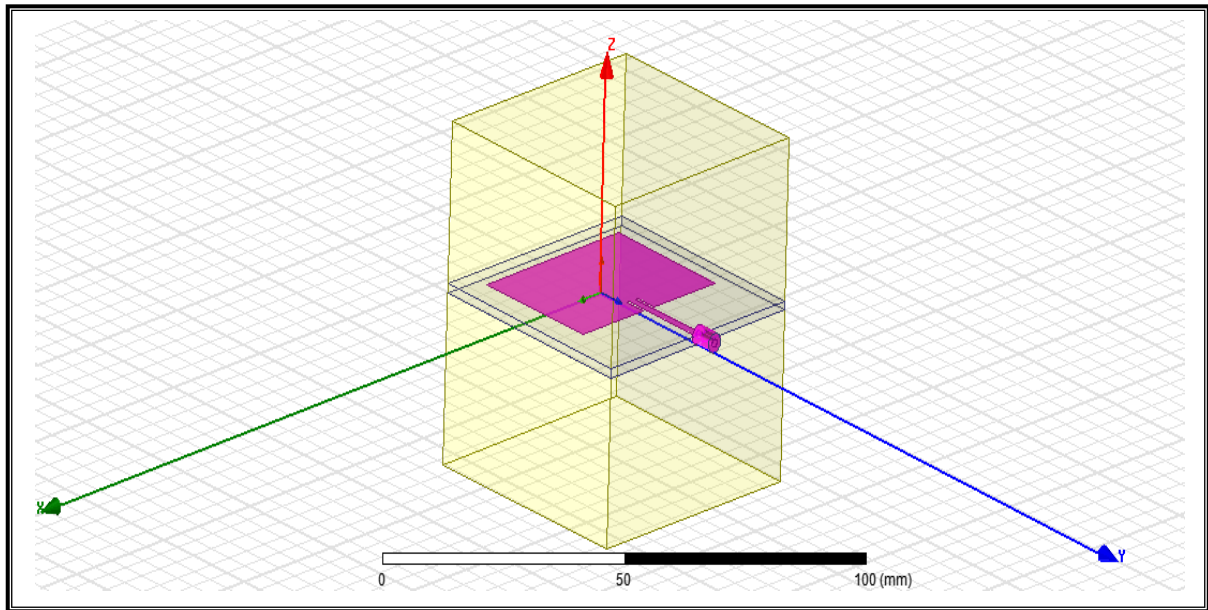
➤ Structure simulée de l'antenne micro ruban



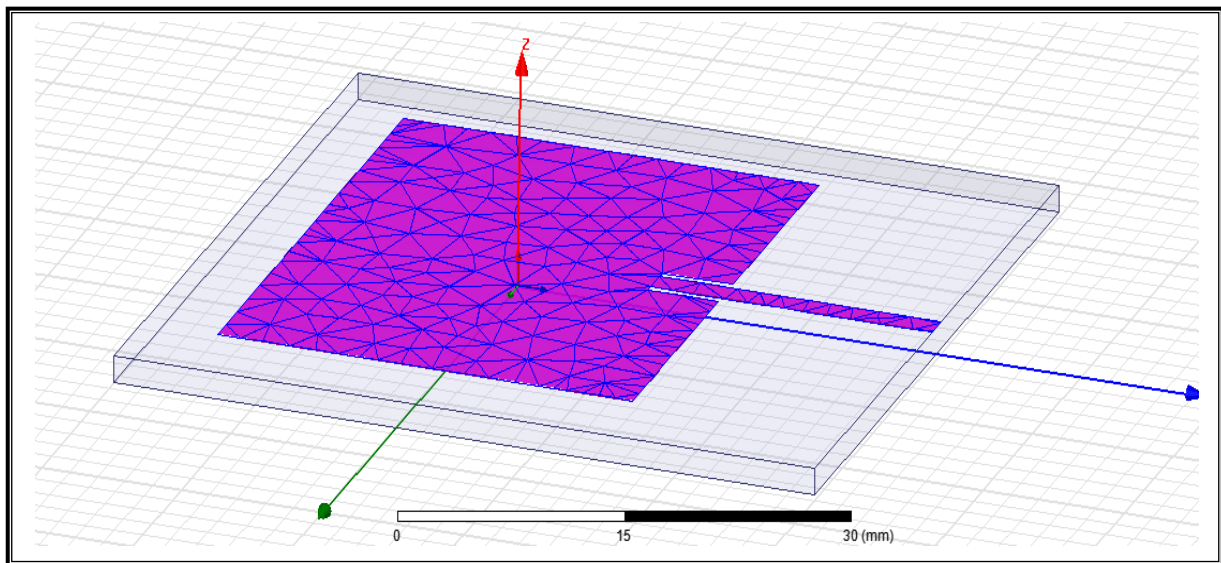
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure IV.7 : (a), (b), (c) Structures 3D de l'antenne simulée, (d) Schéma du maillage.

➤ Paramètre S

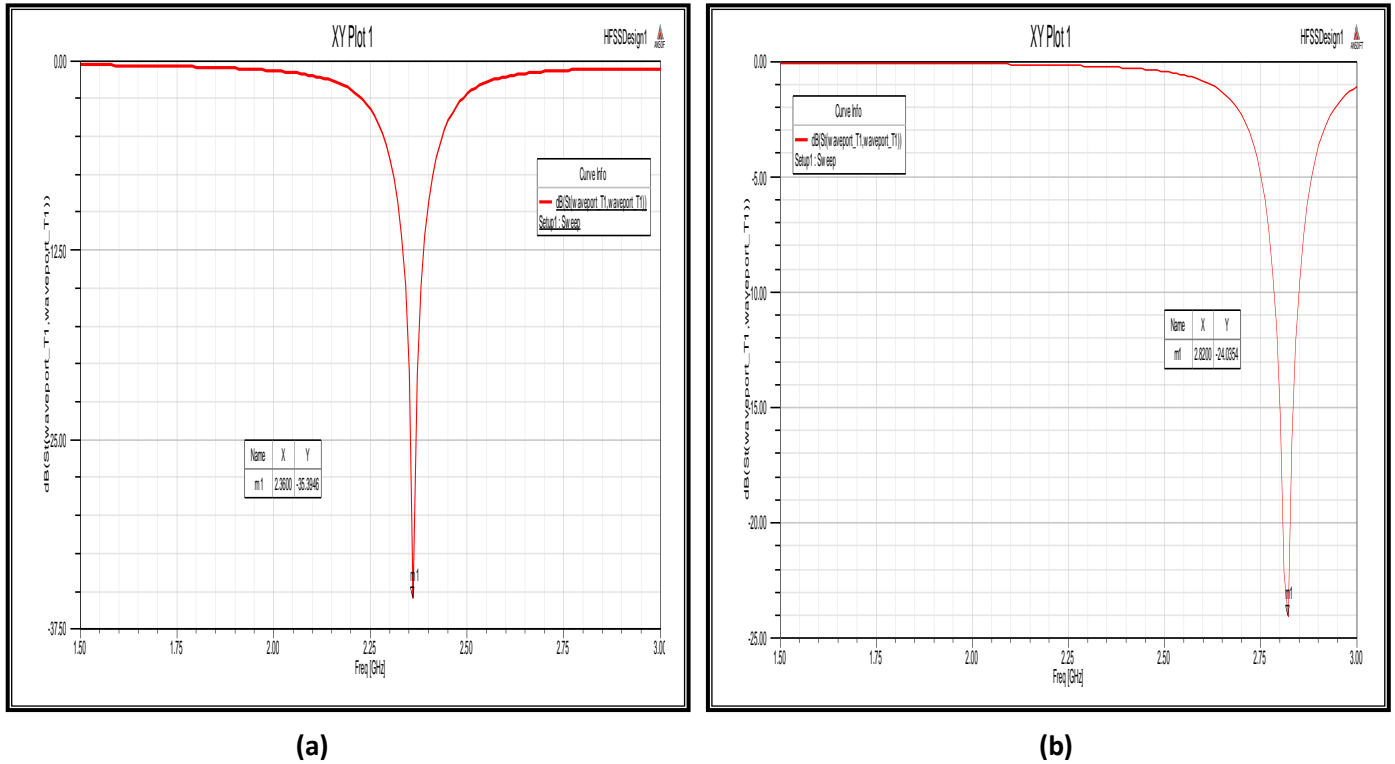
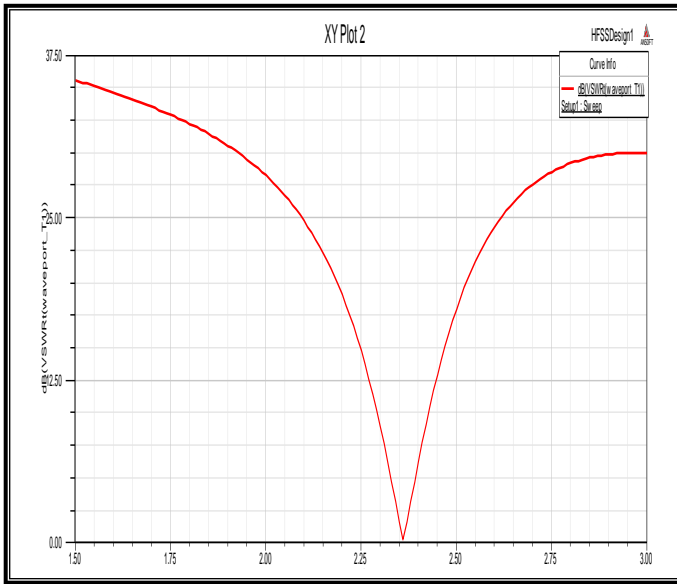


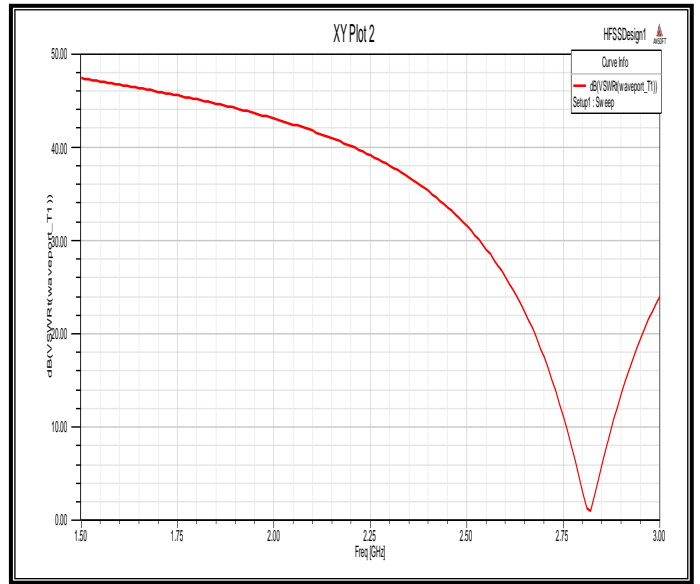
Figure IV.8 : Paramètre S du Patch, (a) substrat FR4_expo,(b) Rogers RO3003(tm).

Le paramètre S est le coefficient qui préoccupe le plus les concepteurs des antennes imprimées car il représente le coefficient de réflexion qui joue le rôle de perturbation sur la transmission des données. Ici dans cette figure (a) l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, on constate que le coefficient S est de l'ordre de -35.39dB pour une fréquence de résonance de 2.36 GHz, cette dernière est proche de la fréquence souhaitée qui est de l'ordre de 2.35 GHz, on constate dans la figure (b) que le coefficient S est de l'ordre de -24.03dB pour une fréquence de résonance de 2.82 GHz, cette dernière est loin de la fréquence souhaitée qui est de l'ordre de 2.35 GHz

➤ R.O.S



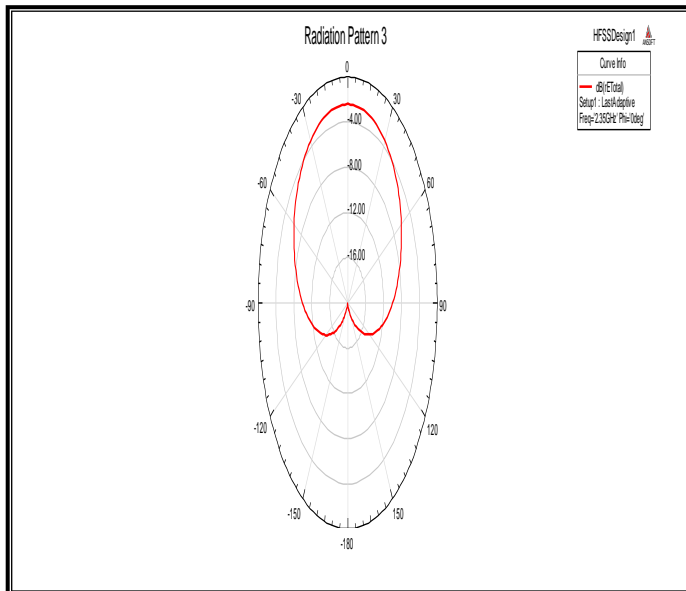
(a)



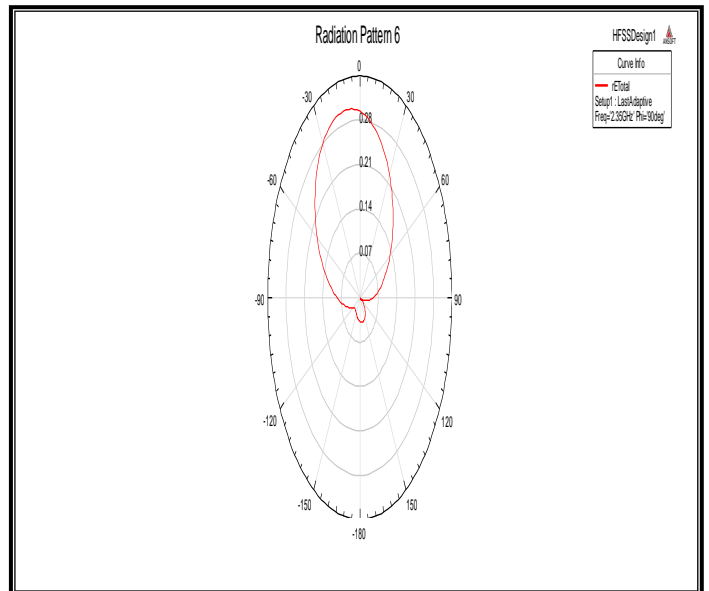
(b)

Figure IV.9 : Le rapport d'ondes stationnaires, (a) substrat FR4_expoxy, (b) Rogers RO3003(tm).

➤ Diagramme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire



(a)



(b)

Figure IV.10 : Diagramme de rayonnement 2D, (a) substrat FR4_expoxy, (b) Rogers RO3003(tm).

➤ Le diagramme dans 3D

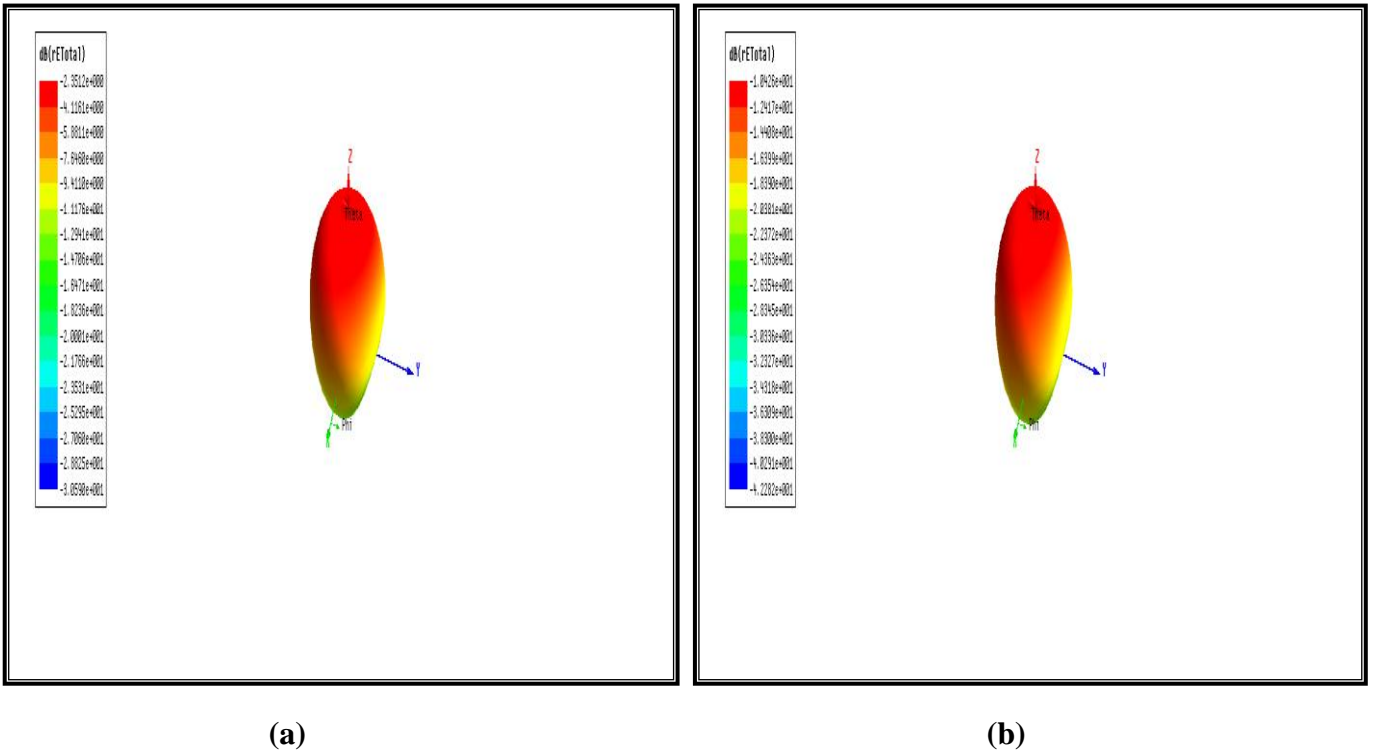


Figure IV.11 : Diagramme de rayonnement 3D, (a) substrat FR4_expoxy, (b) Rogers RO3003(tm).

➤ Champ électrique E

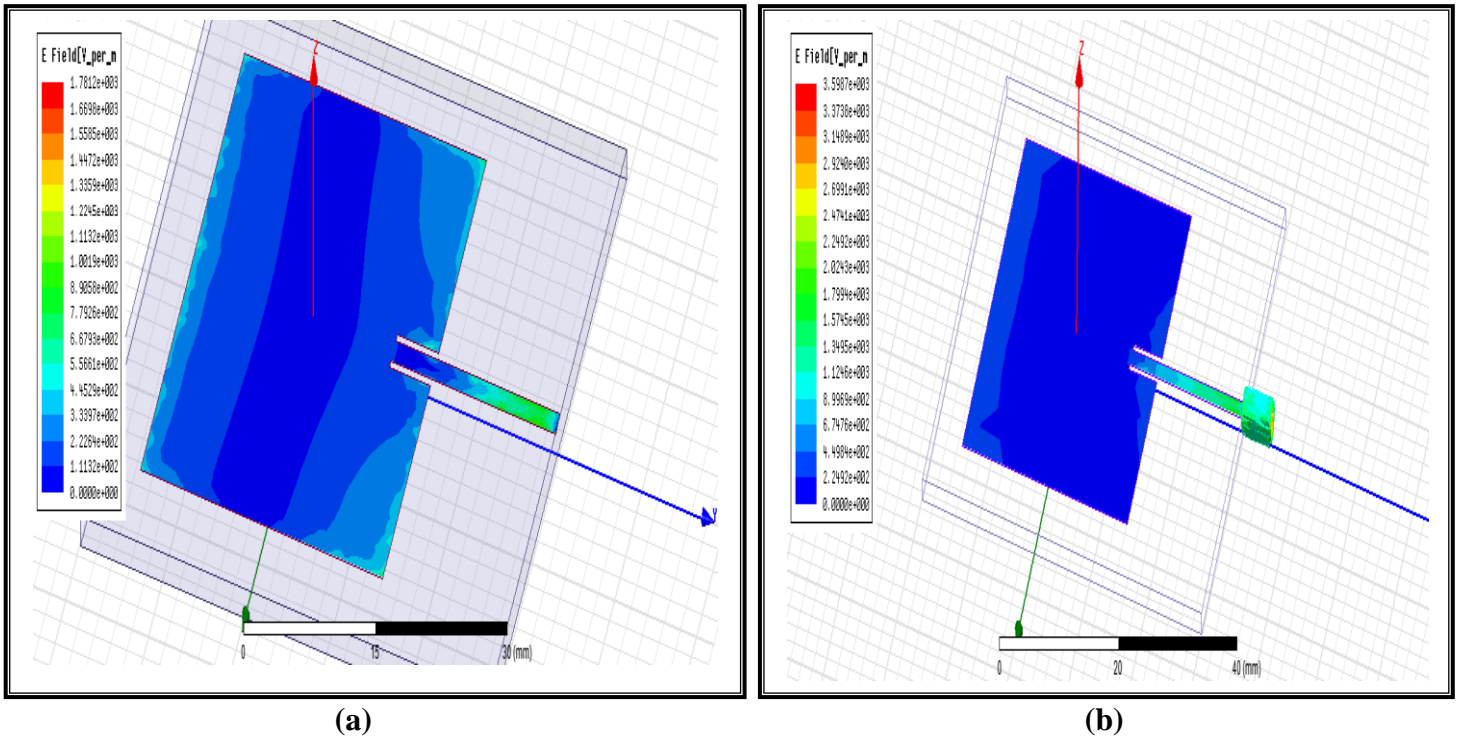


Figure IV.12 : Répartition du champ E, (a) substrat FR4_expoxy, (b) Rogers RO3003(tm).

➤ **Champ H**

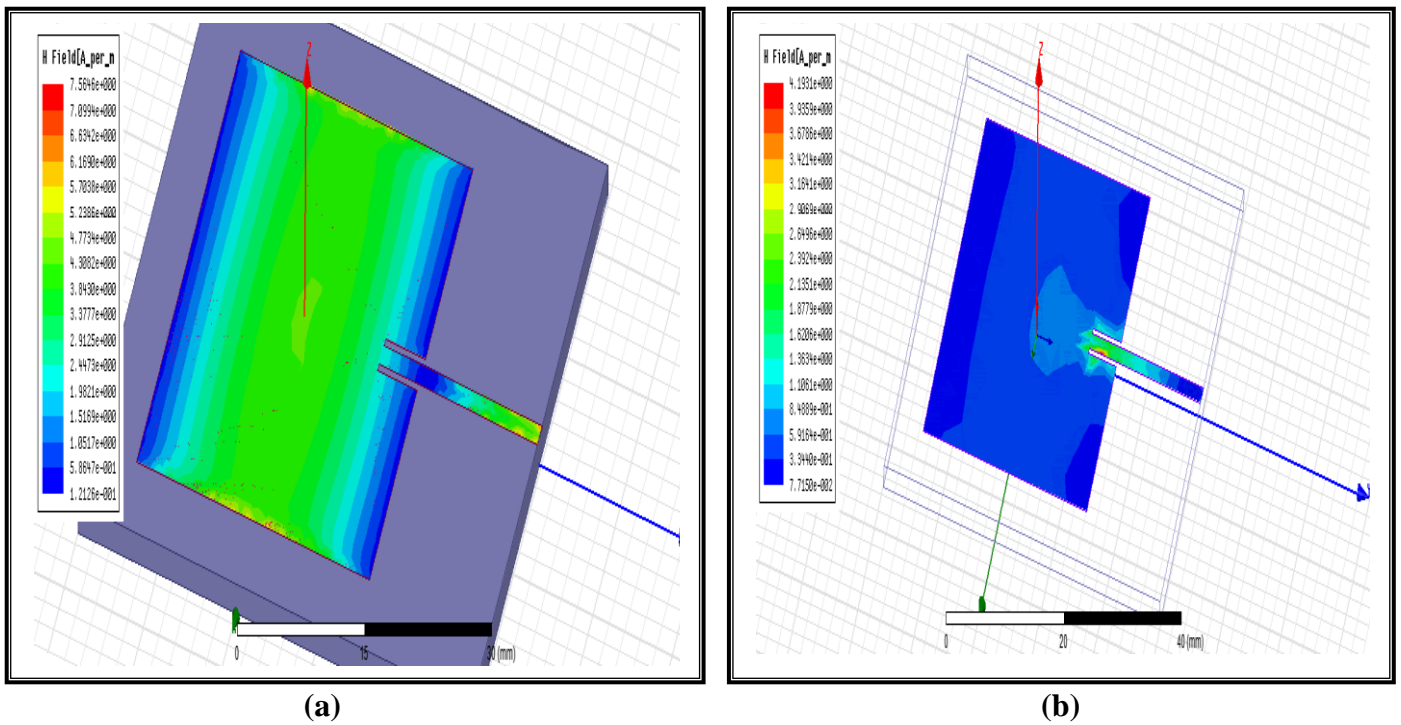


Figure IV.13 : Répartition du champ H en surface 2D, (a) substrat FR4_expoxy, (b) Rogers RO3003(tm).

➤ **La densité de courant surfacique**

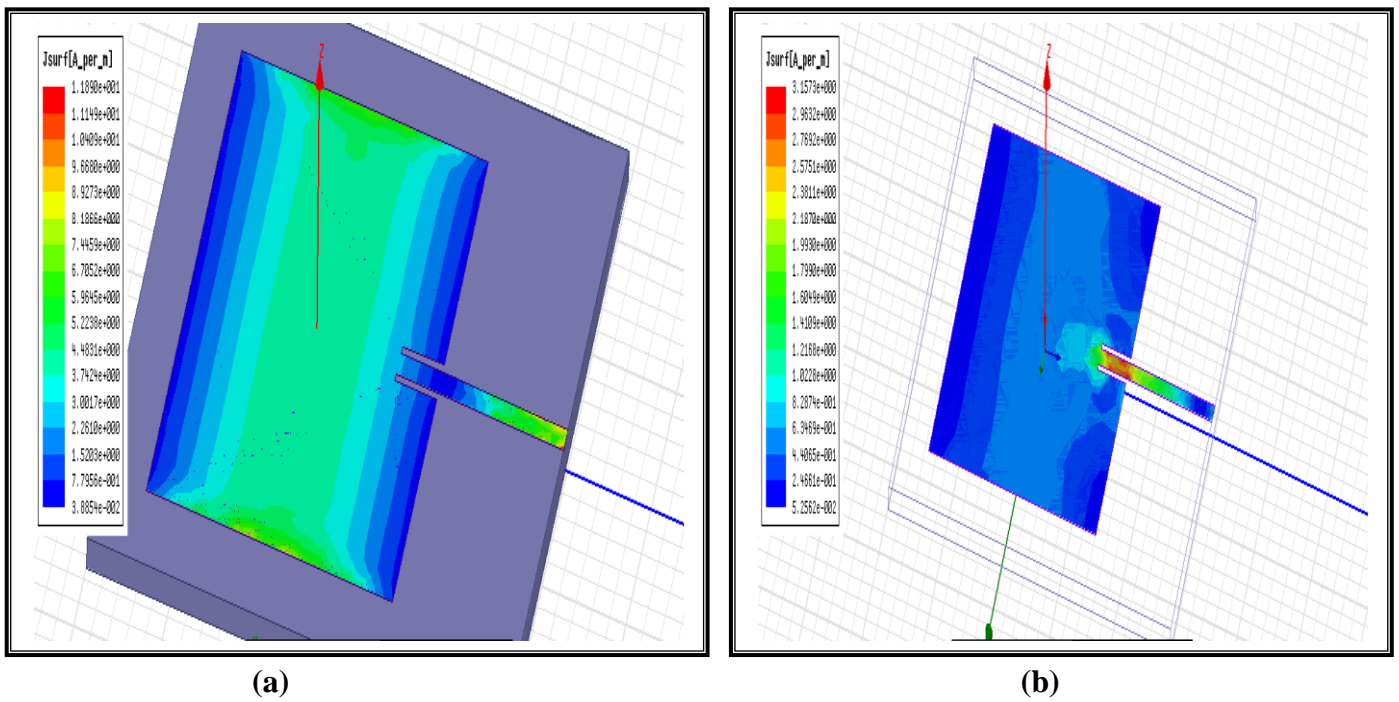


Figure IV.14: Densité de courant surfacique du patch, (a) substrat FR4_expoxy, (b) Rogers RO3003(tm).

IV.3.2 Application 2

Antenne rectangulaire alimentée par une sonde coaxiale au milieu du patch fonctionnant à 2.4 GHz.

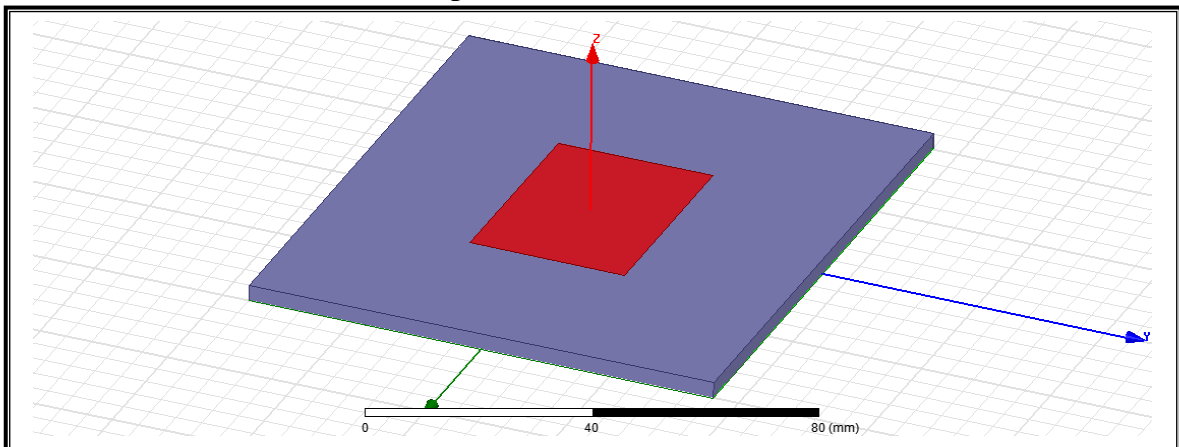
Le cahier des charges de l'antenne étudiée est résumé dans le tableau IV.3:

Fréquence de résonance	$F_r=2.4(\text{GHz})$				
Substrat	Type	Hauteur (mm)	Permittivité relative	Perméabilité relative	Tangente des pertes
	Rogers RT/duroid 5880 (tm)	H=3.2	$\epsilon_r= 2.2$	$\mu_r=1$	$\tan(\delta)=0.0009$
Dimensions du patch	Longueur (mm)		Largeur (mm)		
	I		L= 30		
	II		W=55		
La bande de fréquence	1.5 à 3.5 GHz				
Type d'excitation	Wave Port				

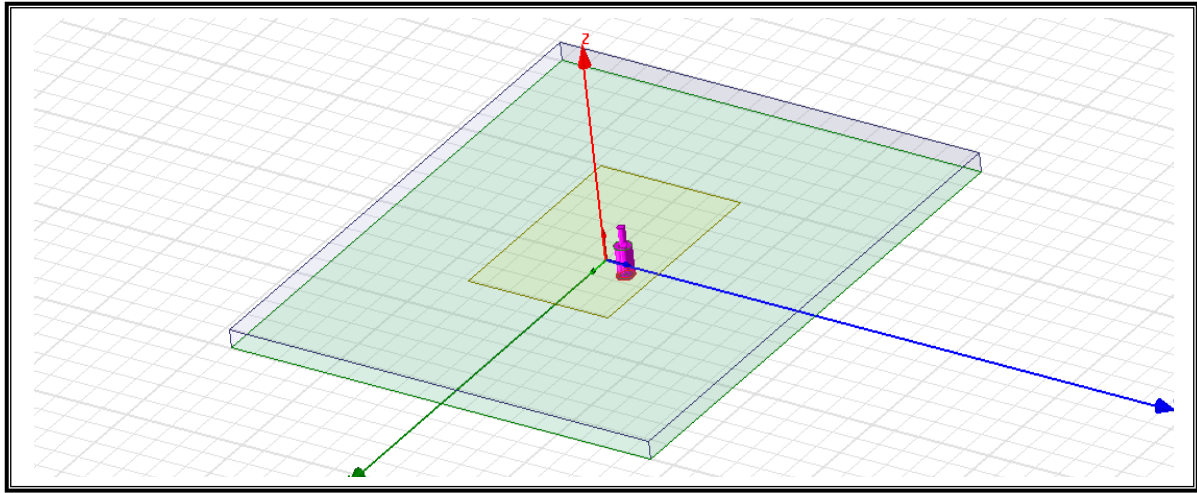
Tableau IV.3: Paramètres de l'antenne patch alimentée par une sonde coaxiale.

Les résultats de simulation de l'application 2 obtenus comme suit :

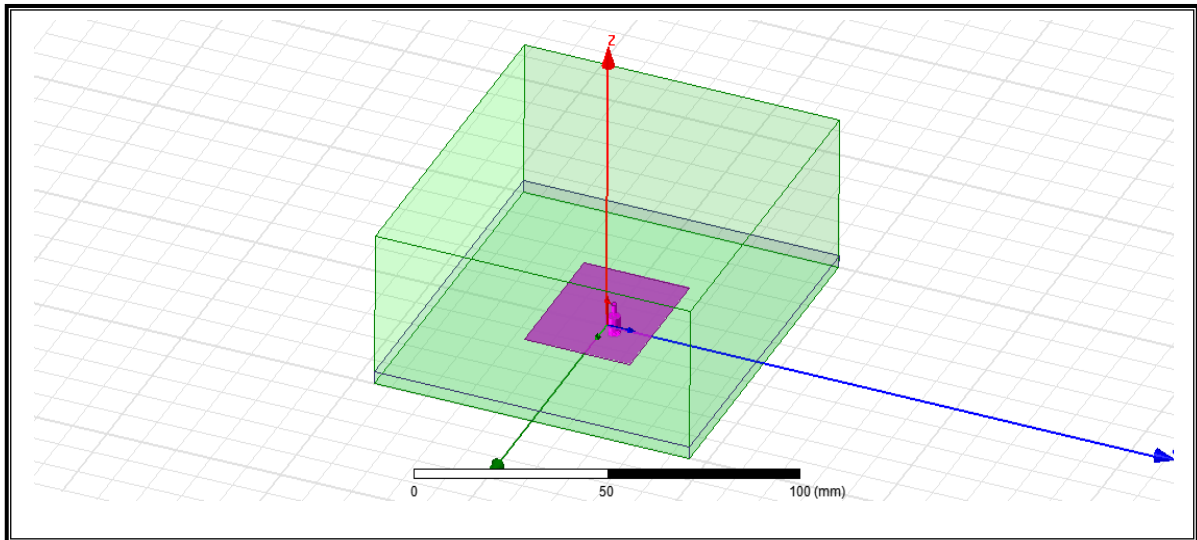
➤ **Structure simulée de l'antenne patch**



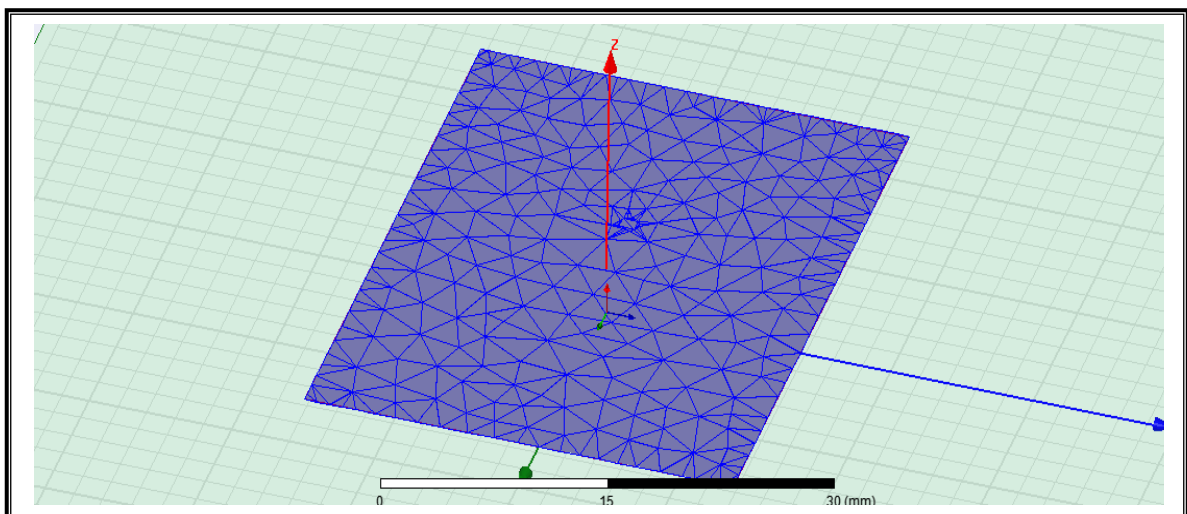
(a)



(b)



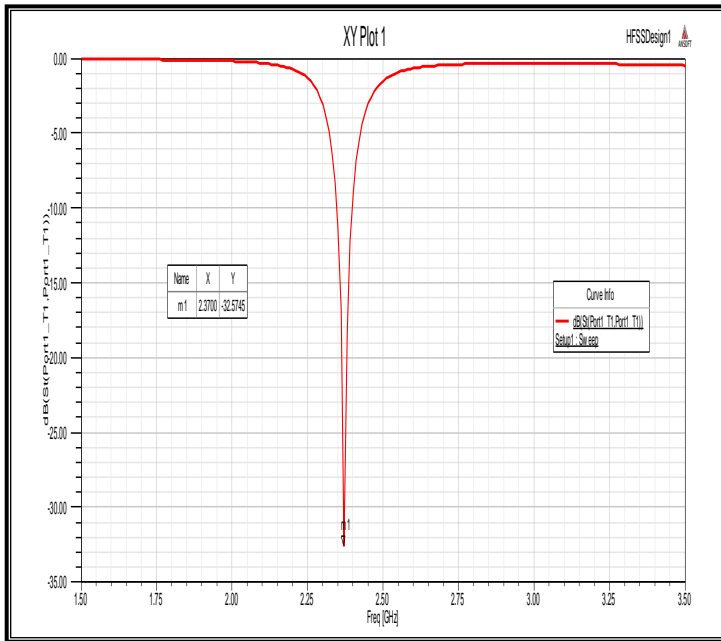
(c)



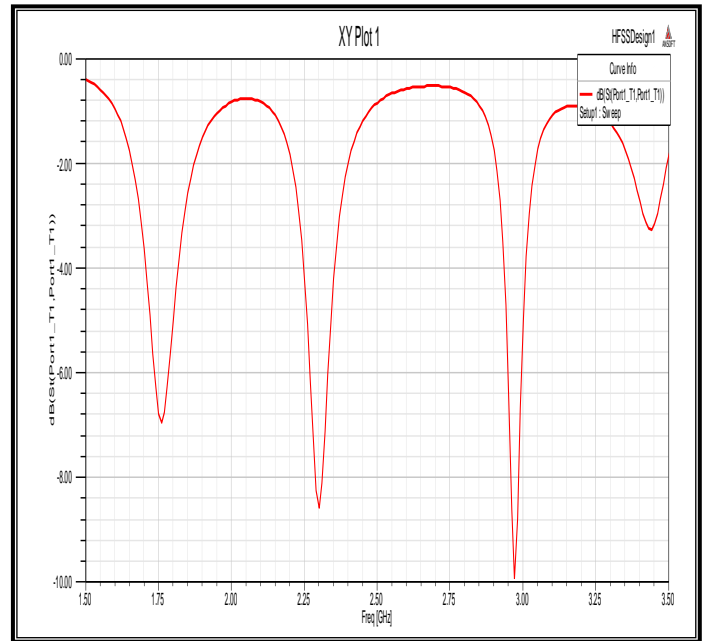
(d)

Figure IV.15 : (a), (b), (c) Structures 3D de l'antenne simulée, (d) Schéma du maillage.

➤ Paramètre S



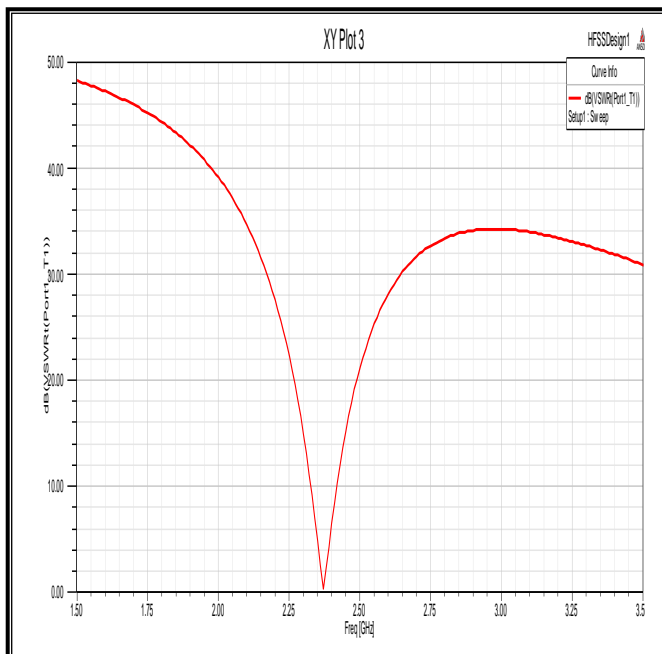
(a)



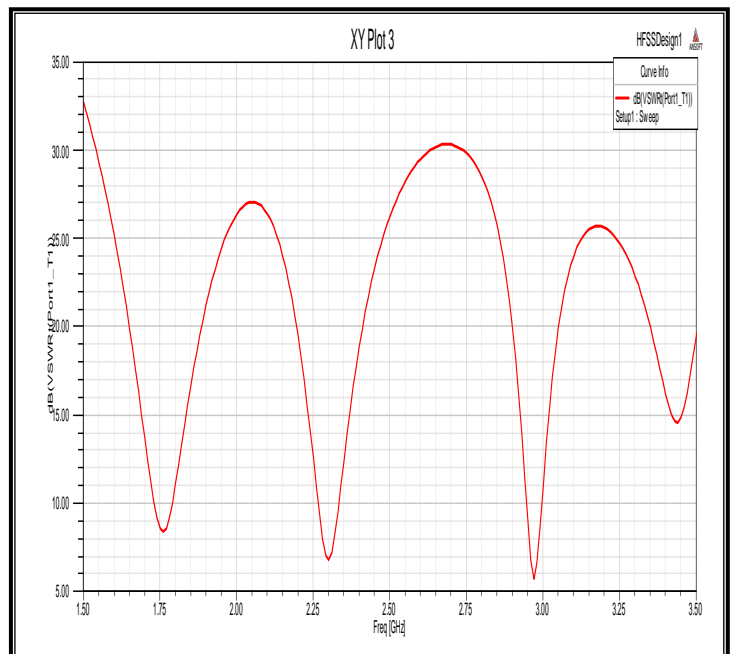
(b)

Figure IV.16 : Paramètre S,(a) patch I ,(b) patch II.

➤ R.O.S



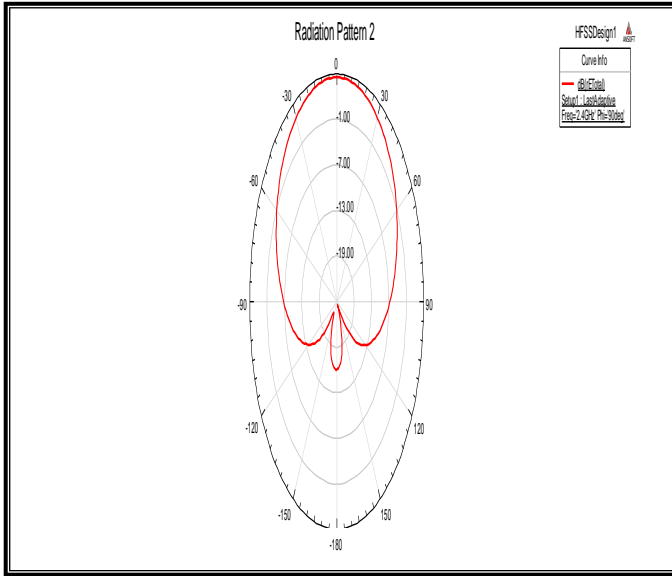
(a)



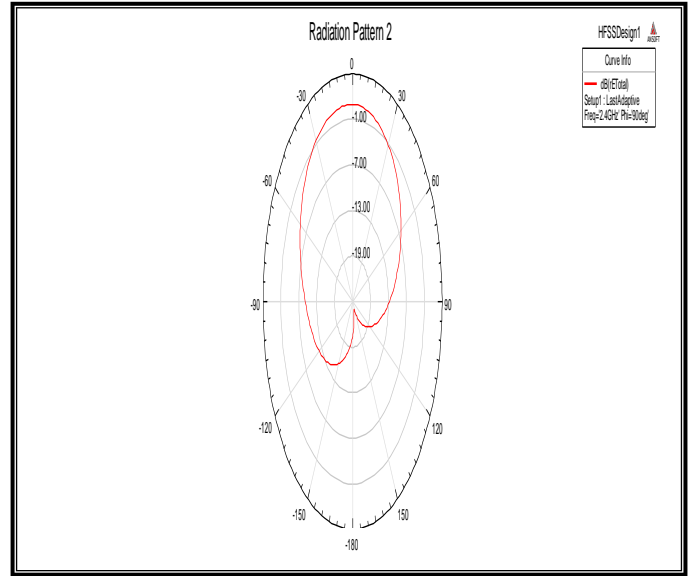
(b)

Figure IV.17: Rapport d'ondes stationnaires, (a) patch I,(b) patch II.

➤ Diagramme de rayonnement en 2D



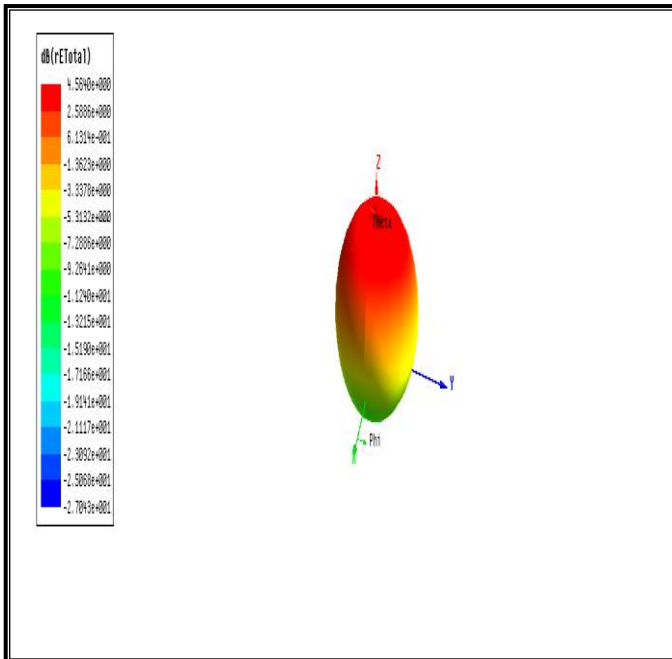
(a)



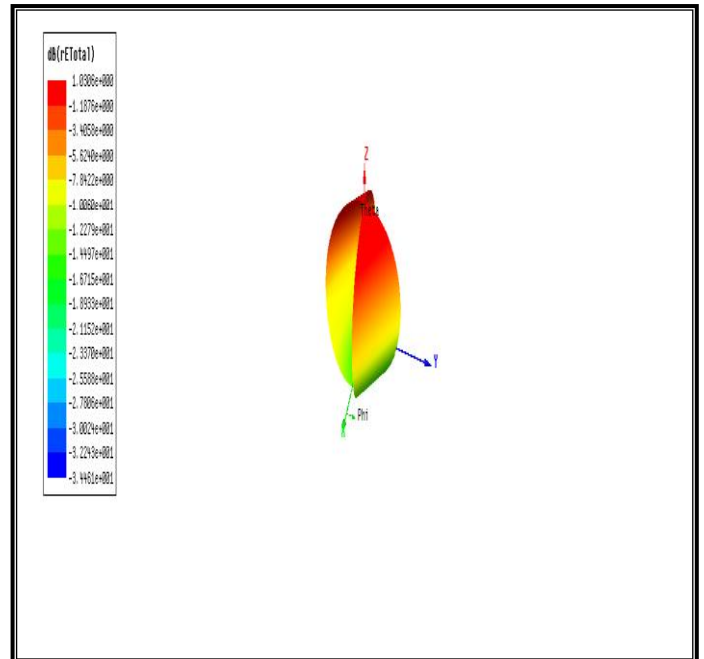
(b)

Figure IV.18: Diagramme de rayonnement 2D, (a) patch I, (b) patch II

➤ Diagramme de rayonnement en 3D



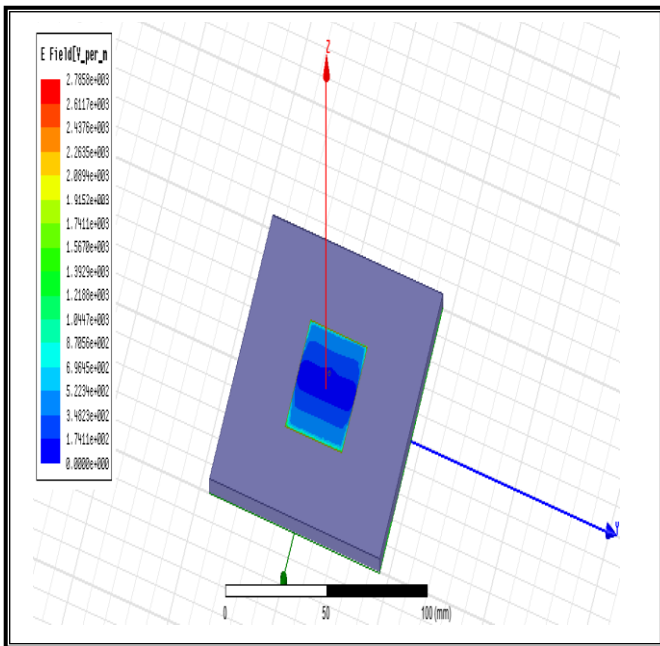
(a)



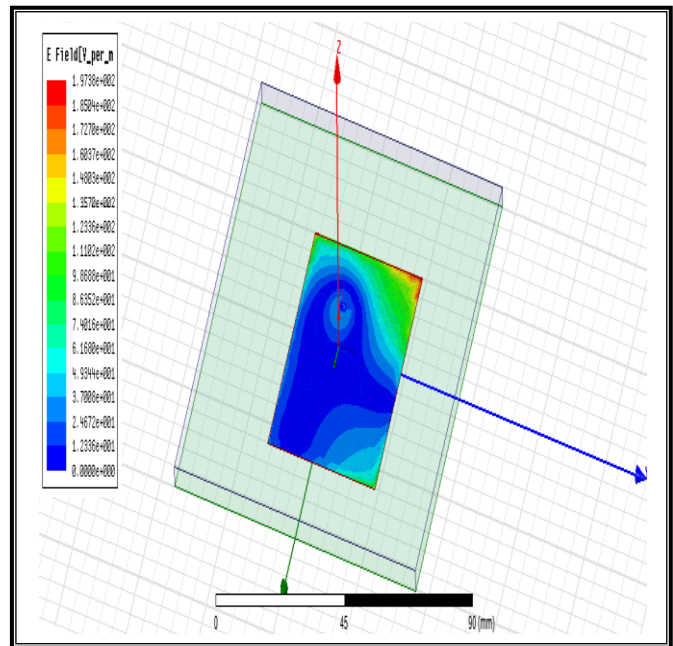
(b)

Figure IV.19: Diagramme de rayonnement 3D, (a) patch I, (b) patch II

➤ Champ électrique E



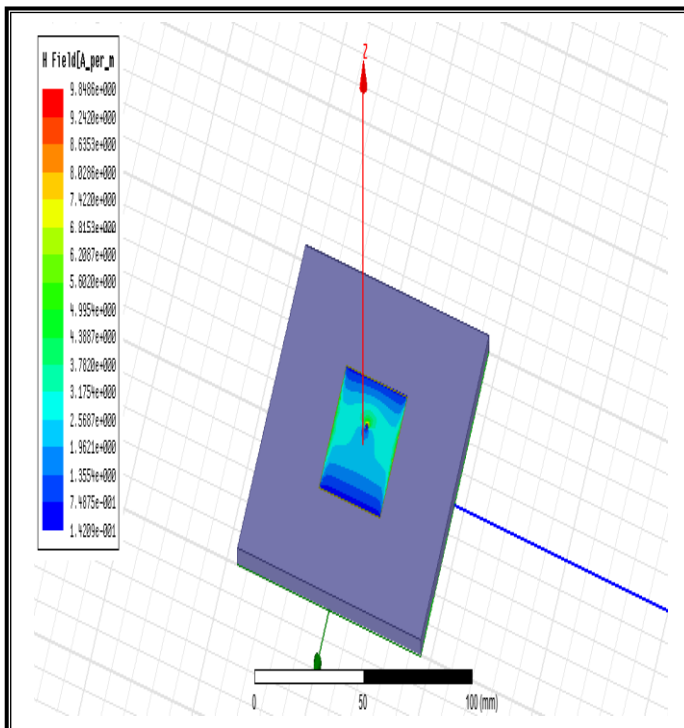
(a)



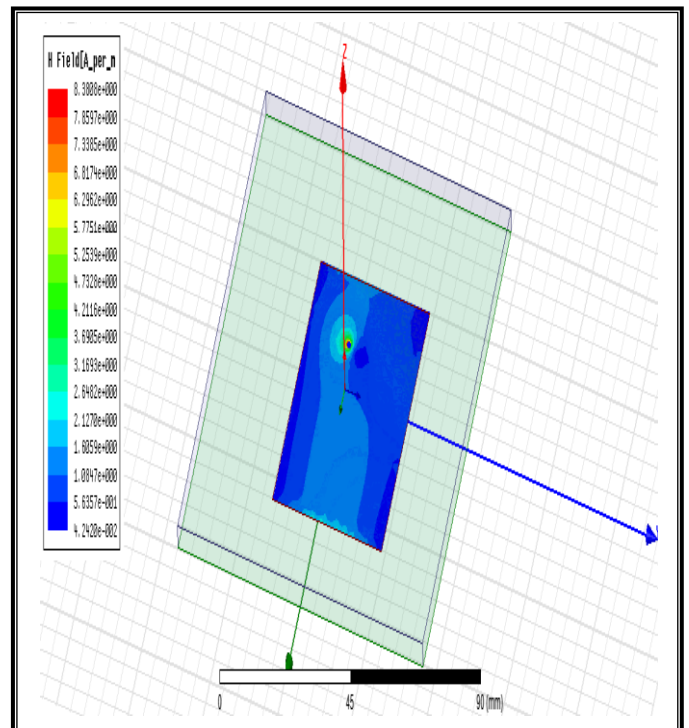
(b)

Figure IV.20 : Répartition du champ E, (a) patch I, (b) patch II

➤ Champ H



(a)



(b)

Figure IV.21 : Répartition du champ H, (a) patch I, (b) patch II

IV.3.3 Application 3

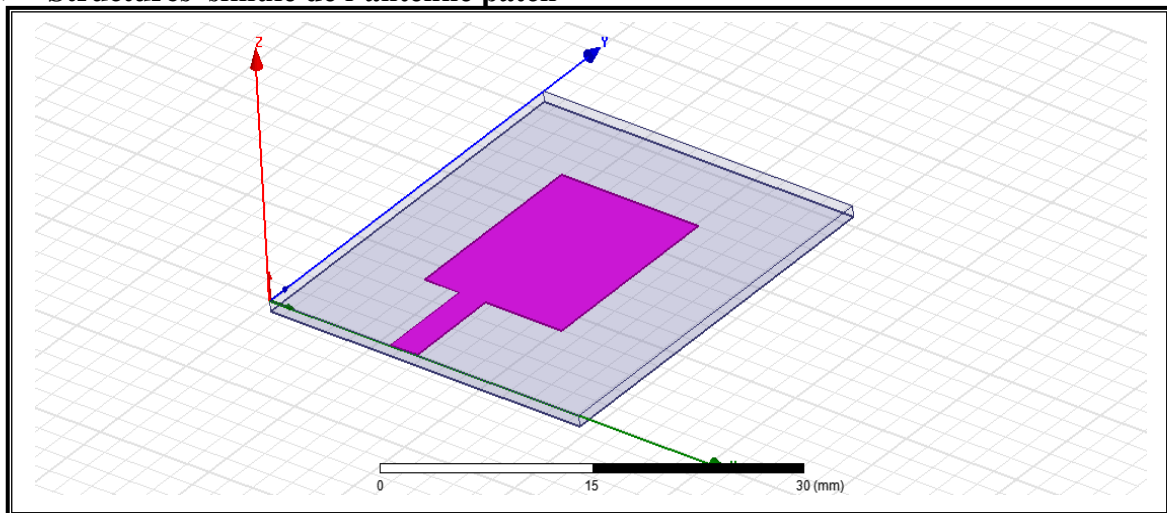
Antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban dont la fréquence de résonance est de 10 GHz.

Fréquence de résonance (GHz)	$F_r = 10$				
Substrat	Type	Hauteur (mm)	Permittivité relative	Perméabilité relative	Tangente des pertes
	Rogers RT/duroid 5880 (tm)	H=0.794	$\epsilon_r = 2.2$	$\mu_r = 1$	$\tan(\delta) = 0.0009$
Dimensions du patch	Longueur (mm)		Largeur (mm)		
	L= 12.45		W= 16		
La bande de fréquence	9 à 11.5 GHz				
Type d'excitation	Lumped Port				

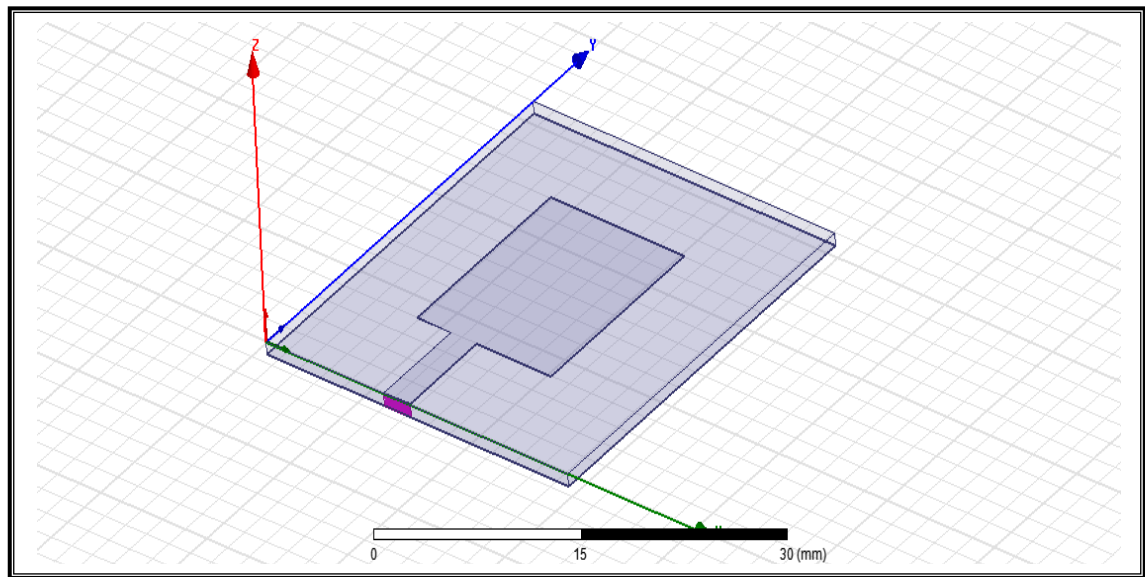
Tableau IV.4: Paramètres de l'antenne patch alimentée par une ligne micro ruban.

Les résultats de simulation de l'application 3 obtenus comme suit :

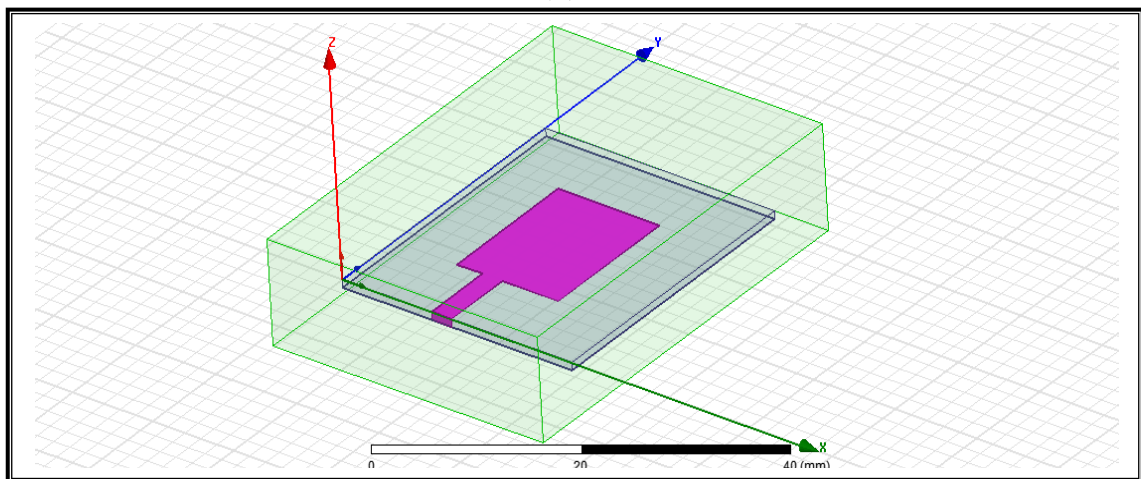
➤ Structures simulé de l'antenne patch



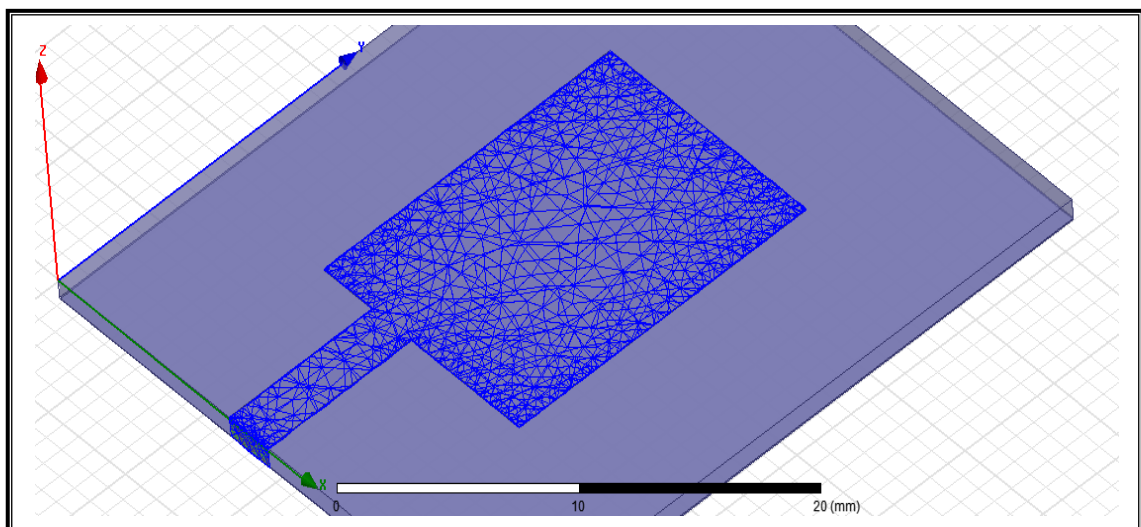
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure IV.22 : (a), (b), (c) Structures 3D de l'antenne simulée, (d) Schéma du maillage.

➤ Paramètre S

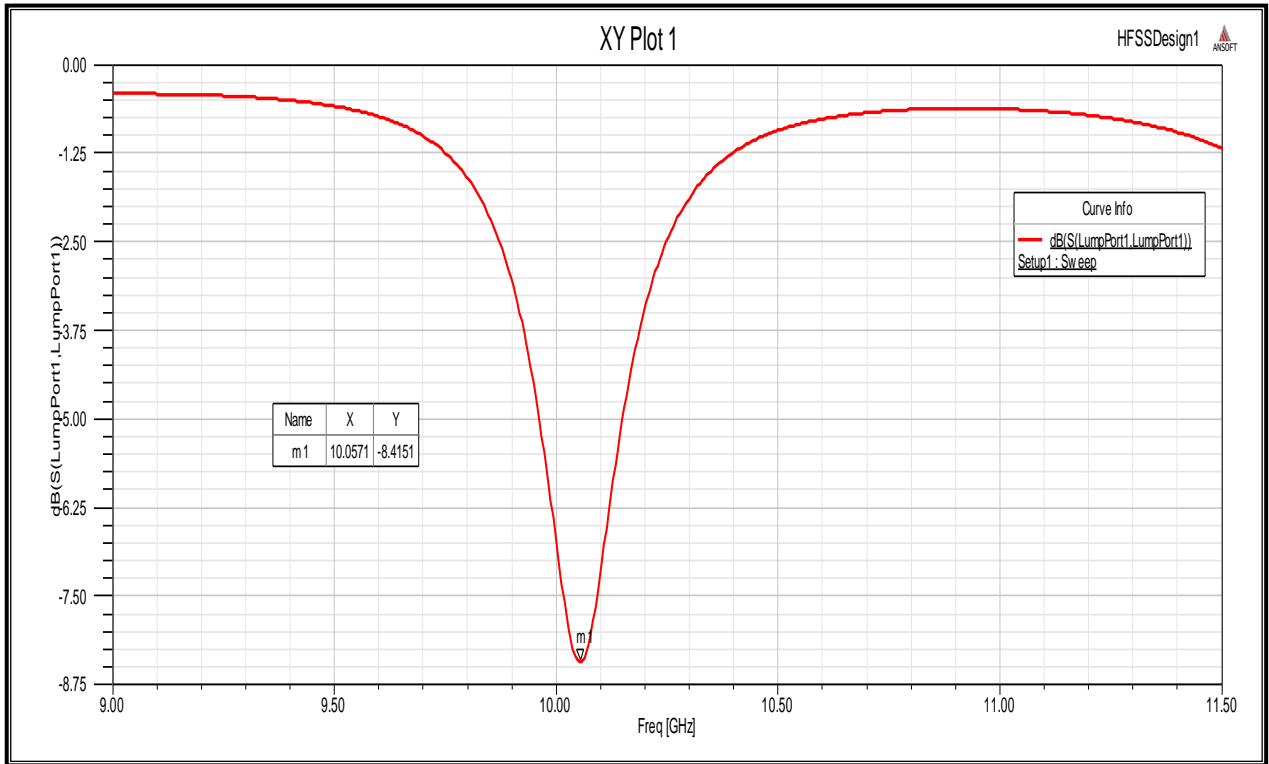


Figure IV.23 : Paramètre S du Patch à la fréquence 10GHz.

➤ Le rapport d'ondes stationnaires (ROS)

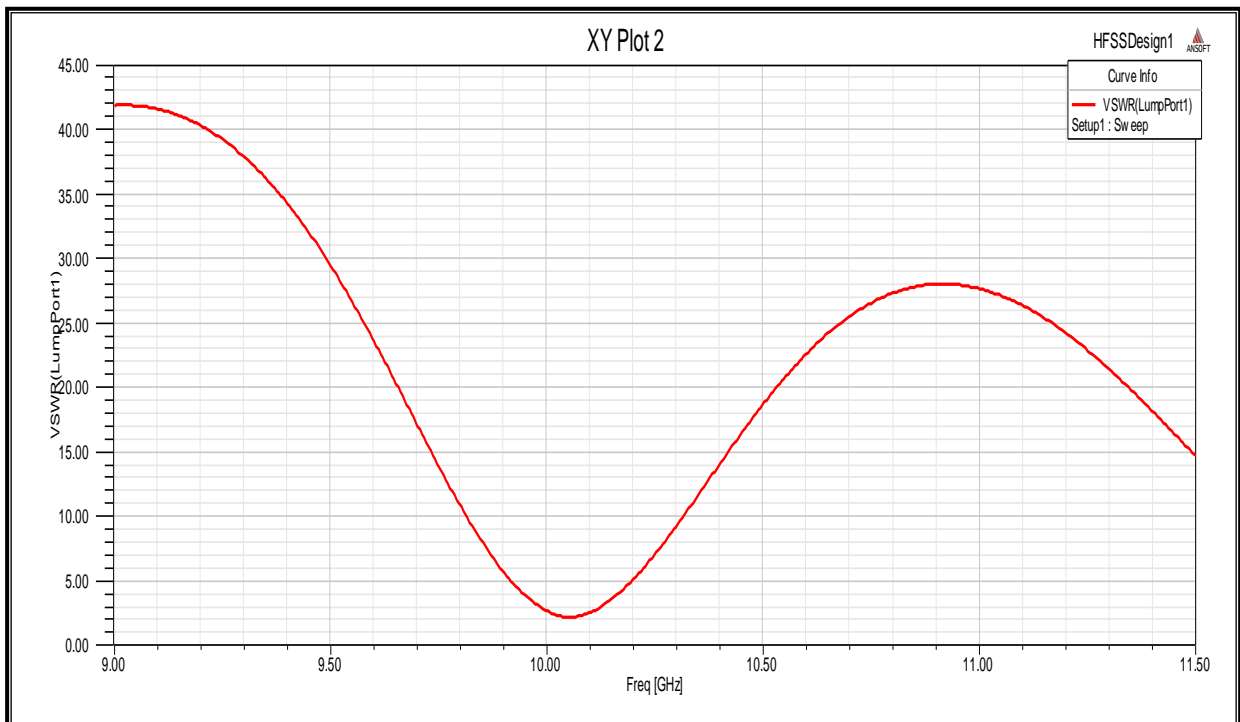


Figure IV.24: Rapport d'ondes stationnaires.

➤ Diagramme de rayonnement en 2D

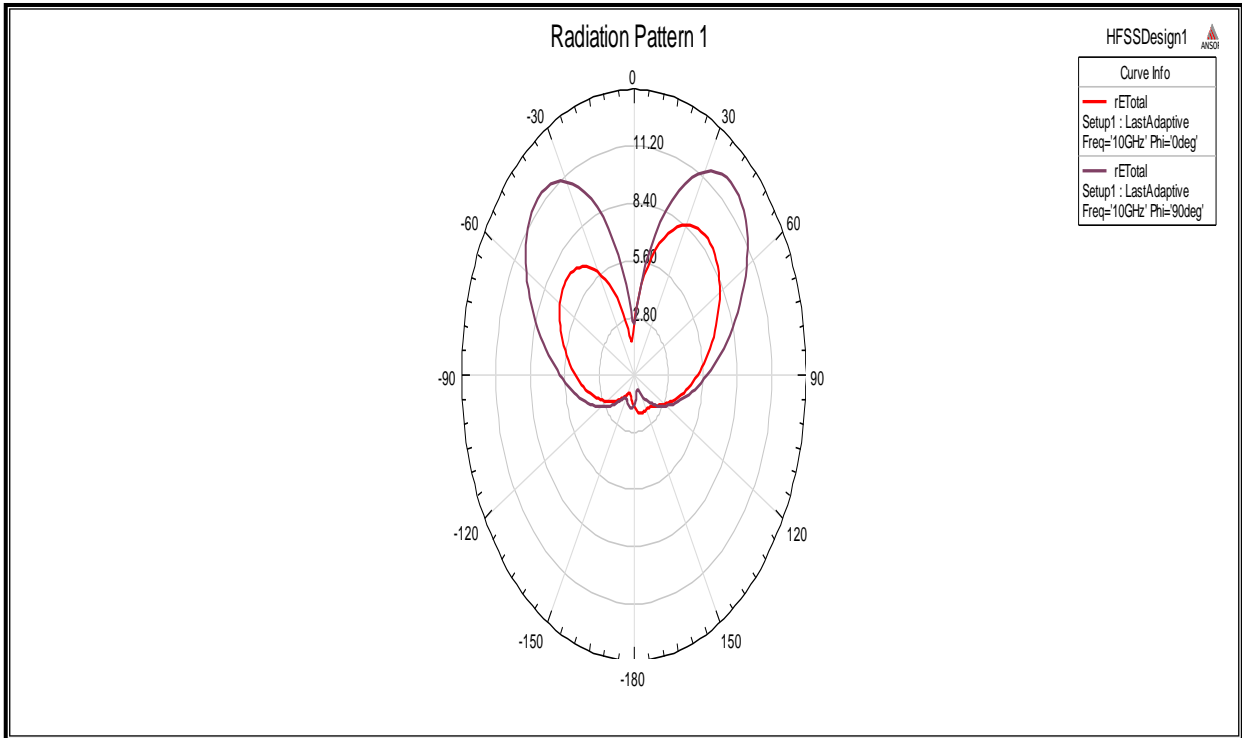


Figure IV.25: Diagramme de rayonnement en 2D.

➤ Diagramme de rayonnement en 3D

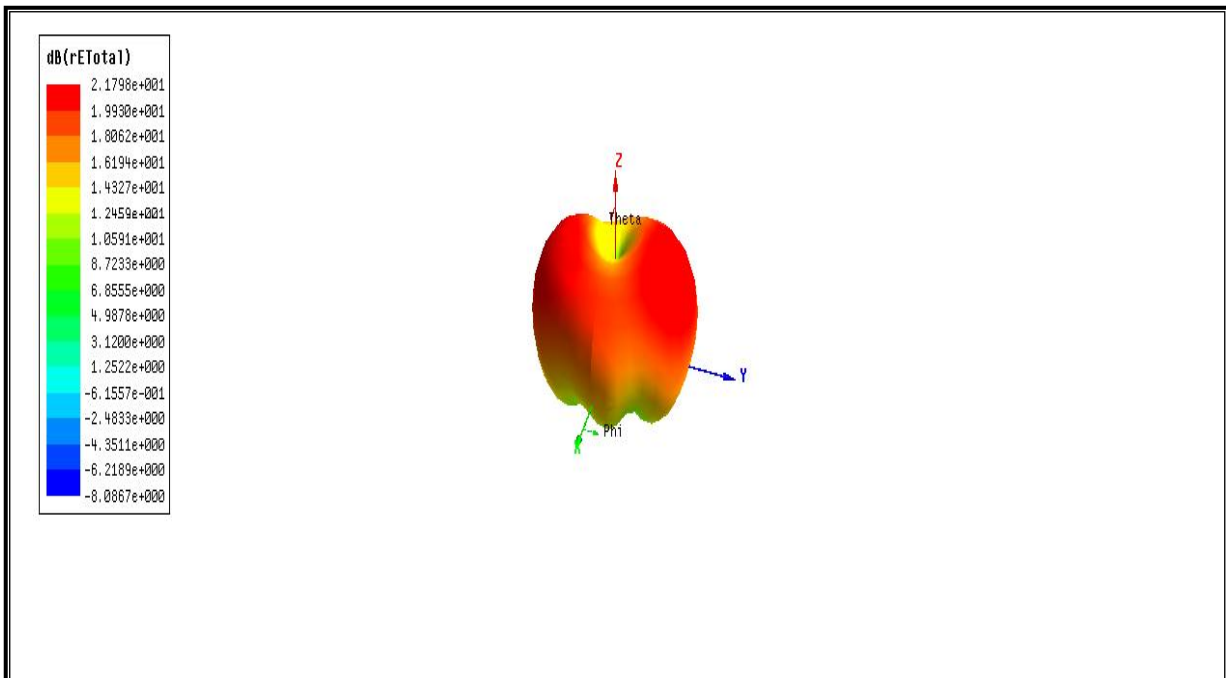


Figure IV.26: Diagramme de rayonnement en 3D.

IV.4 Interprétation des résultats de simulation

En simulant trois formes du patch, on remarque:

- Dans l'application 1 : On voit que le coefficient S a diminué jusqu'à la valeur de -35.39 dB pour une fréquence de résonance de 2.36 GHz pour le substrat FR4_expoxy ($\epsilon_r= 4.4$), le coefficient S a diminué jusqu'à la valeur de -24.03 dB pour une fréquence de résonance de 2.82 GHz pour le substrat Rogers RO3003 tm ($\epsilon_r= 3$).
- Dans l'application 2 : On voit que la diminution du coefficient de réflexion à -32.57 dB pour fréquence de résonance 2.37 GHz est proche par rapport à la fréquence souhaitée qui est de 2.40 GHz de patch I et pour patch II on voit plusieurs fréquences de résonance.
- Dans l'application 3 : La simulation en paramètre S montre la fréquence de résonance à 10 GHz environ avec une atténuation de -8.41 dB.

Pour les 3 applications on remarque bien que le diagramme de rayonnement d'une antenne permet de visualiser ces lobes dans deux ou trois dimensions, dans le plan horizontal ou dans le plan vertical incluant le lobe le plus important et la répartition du champ E est basée sur les positions des nœuds (min) et des ventres (max) des courants et des tensions, la distance entre les ventres, le maximum du champ.

IV.5 Conclusion

La phase de conception et caractérisation d'une antenne, à l'aide d'un logiciel adapté, est une étape incontournable dans un souci de gain de temps et d'optimisation de structure aux paramètres désirés. La conception doit permettre de prendre en compte les paramètres diélectriques et conducteurs des matériaux bas coût choisis (qui ne sont donc pas parfaits) et de nous rapproché des futures antennes à réaliser.

On a ainsi présenté dans ce chapitre la phase de conception par le logiciel de simulation électromagnétique HFSS. Ses différentes étapes de fonctionnement sont explicitées. Enfin, la simulation de trois cas d'antennes imprimées rectangulaires est effectuée

Conclusion

générale

Conclusion Générale

L'essor récent des communications Ultra Large Bande a nécessité des antennes spécialement adaptées à cette technologie qui est basée originellement sur la modulation de très brèves impulsions permettant l'émission de grands volumes de données tout en conservant une très faible densité spectrale de puissance. Son utilisation dans de nombreux laboratoires et industries, dans des domaines tels que le radar et la géo localisation a permis de valider sa faisabilité. C'est dans ce cadre que s'inscrit notre travail de mémoire. Il s'agit de concevoir et d'étudier des antennes planaires imprimées adaptées au système Ultra Large Bande.

Les méthodes analytiques, pour l'analyse et la conception des antennes imprimées, sont faciles pour calculer les différents paramètres, tels que la fréquence de résonance, la bande passante, le facteur de qualité, etc.... Mais, ces méthodes restent imprécises et se limitent à des formes géométriques simples où le substrat devrait être mince. Par contre, les méthodes numériques sont plus complexes et peuvent ne pas converger si le choix des fonctions de base est mauvais. Elles peuvent permettre de traiter des antennes ayant des formes géométriques plus complexes.

L'objectif principal de ce travail était de concevoir et caractériser des antennes imprimées de formes rectangulaires. L'utilisation des fréquences d'opération dans la bande Ultra large a pour intérêt la réduction de la taille des antennes imprimées et leur poids pour faciliter leurs intégrations dans les dispositifs de télécommunications sans fil.

Après avoir présenté la technologie Ultra Large bande avec ses principales caractéristiques et applications, la technologie des antennes imprimées est résumée à travers la donnée de ses différentes configurations, alimentations et principales applications. Des méthodes hyperfréquences de caractérisation des matériaux ont fait l'objet du troisième chapitre.

La dernière partie de ce travail est consacrée à la conception et à l'étude des structures d'antennes planaire imprimées sous la forme rectangulaire adaptée sur une très grande bande passante (de 2.35 GHz minimum à 10 GHz maximum) à l'aide du logiciel de simulation hyperfréquence HFSS.

Différentes études ont été menées sur l'alimentation, l'élément rayonnant en vue d'adapter la structure à la bande de fréquence souhaitée.

Les résultats numériques obtenus ont montré que la fréquence de résonance et la bande passante sont liées directement avec les paramètres physiques de l'antenne (épaisseur du substrat, longueur latérale du patch, constante diélectrique).

Comme perspectives à notre travail, il serait souhaitable de:

- étendre l'étude à d'autres configurations d'antennes ULB avec d'autres types d'alimentations,
- effectuer une optimisation des différents paramètres,
- étudier une structure en réseau d'antennes imprimées afin de tenir compte de l'effet de couplage entre les éléments rayonnants.

*Références
bibliographiques*

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] CHAMI Ali, “ **Miniaturisation et intégration d’antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés** ”, Thèse de Doctorat en Électronique, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2011.
- [2] BARRETT, T.W, “ **History of ultra wideband (UWB) radar & communications, pioneers and innovators**”, Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, Etats-Unis, Juillet 2000,
- [3] SIWIAK, K, “**Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology**”. February 2002, IEEE Vehicular Technology Society News, pp. 4 - 9.
- [4] HARMUTH, H.F, “**A Generalized Concept of Frequency and Some Applications**”, Mai 1968, IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-14, n°3, pp. 375-382.
- [5] ROSS, G.F. and ROBBINS K.W, **Baseband radiation and reception system**. Juin 1973, U.S.Patent
- [6] <http://www.timedomain.com>.
- [7] Laurence BABOUR, “ **Etude et conception d’antennes ultra large bande miniaturisées en impulsional** ”, Thèse de Doctorat spécialité optique et radiofréquences, Institut Polytechnique de Grenoble, 2009.
- [8] HIRT,W. and PORCINO,D, “ **Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead**”, Juillet 2003, IEEE Communications Magazine, vol 41, n°7, pp. 66 - 74.
- [9] ECC, “ **Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 Hz**” ,ECC decision of 24 march 2006 on the harmonised.
- [10] BEGAUD, X. “ **Les Antennes Ultra Large Bande**”, Paris : Lavoisier, Mai 2010.
- [11] ECMA-368, “ **High Rate Ultra Wide band PHY and MAC Standard** ”, édition 2. décembre2007.
- [12] <http://www.multibandofdm.org/>.
- [13] KEBBAB RADHWANE, “ **Conception d’antennes ultra large bande en technologie imprimée** ”, Thèse de magister télécommunication, Université de Abou bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.
- [14] J.T Conroy, J.L. LoCicero, D.R, Ucci, “ **Communication techniques using mono pulse waveforms**”, IEEE proceedings Military communications conference, Vol. 2, pp. 181-185, March1999.
- [15] M. Ghavani, L. B. Michael and R. Kohno, “ **Hermite Fonction Based Orthogonal pulses for UWB Communications**”, Proc. Wireless Personal Multimedia conference 2001, Aalborg, Denmark, pp.437-440, Sept. 2001.
- [16] X Gu, L. Taylor, “**Ultra wideband and its capabilities**”, journal BT technology, Vol. 21, No. 3, pp. 56-66, 2003.

- [17] L. Bennett G.F. Ross, “ **Time domain electromagnetic and its applications**”, Proceedings of the IEEE, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.
- [18] M. Rafie, “ **Opportunities for UWB Design**”, Host Web Seminar on design of Ultra Wideband Wireless Networking Products, dec.2003.
- [19] <http://cs.smith.edu/~floor/uwb.html>, “**Ultra-Wideband (UWB) Technology**”.
- [20] R. Fontana, “**Current Trends in UWB Systems in the USA**”, Advanced Radio Technology Symposium 2002, Tokyo, Japan, Décembre, 2002.
- [21] <http://www.wisair.com/products/>.
- [22] IEEE “ **Transaction on Antennas and Propagation** ”, Vols. AP-17, No. 3. May 1969; AP-20, No. 1, january 1974 and AP-31, No. 6, Part II, Novembre 1983.
- [23] Webster’s Dictionary.
- [24] K. R. Carver and J. W. Mink, “**Microstrip Antenna Technology,**” IEEE Trans. Antennas Propagat. ,Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.
- [25] I. J. Bahl and P. E. Bhartia, “**Microstrip antenna**”. Dedham, MA : Artech House, 1980.
- [26] Abl. B, “**Contribution à l'étude des antennes microstrip Supraconducteur de forme triangulaire**”, Mémoire de Magistère en Micro-ondes. Université Mentouri. Constantine 2010.
- [27] D. M. Pozar, “ **Microstrip antennas**”, IEEE, Vol. 80, N° .1, pp. 79-91, January 1992.
- [28] David M. Pozar & Daniel H. “ **The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays**”.
- [29] IEEE “ **Performance Improvement, Feasibility, and System considerations** ” , Vol. 85, No. 7, July 1997.
- [30] Mourad HASSAD, “ **Modélisation d'une antenne patch réalisée sur un substrat a tenseurs de permittivité et de perméabilité diagonaux** ”, mémoire de Magister électronique option Micro-ondes pour Télécommunication, Université de Batna,2008.
- [31] S. Courreges, “ **Les matériaux ferroélectriques et supraconducteurs appliqués à la conception de dispositifs micro-ondes**” Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [32] A. Boufrioua, “**Contribution à l'étude des antennes à patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant**” Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2006.
- [33] F. Benmeddour, “**Etude et réalisation d'un résonateur micro ruban de forme circulaire,**” Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2012.
- [34] O. Barkat, “**Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrice dans la bande millimétrique**” Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2009.
- [35] P. B. Katehi, D. R. Jackson et N.G. Alexopoulos, “**Microstrip dipoles**” Handbook of microstrip antennas, pp. 275-310, Peter Peregrinus Ltd, London, United Kingdom, 1989.

- [36] Dr Youssef DAHER, “**Antenne – Cours**”, Université Libanaise – Faculté de Génie – Branche 1.
- [37] Hubregt. J. Visser, "**Array and phased array antenna basics**", "Antenna Engineer, the Netherlands 2005.
- [38] A. K. Bhattacharryya , “**Long rectangular patch antenna with a single feed** ”, IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. 38 , N°. 7, pp. 987-993, July 1990.
- [39] C. A. Balanis, “**Antenna theory analysis and design**”, 2eme edition John Wiley and Sons, 1997.
- [40] D. M. Pozar, and S. M. Voda , “ **A rigorous analysis of a microstripline fed patch antenna**” IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. AP-35, N°. 12, pp. 1343- 1350, December 1987.
- [41] M. Diblang, “ **Développement du concept de l’antenne a résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire**”, Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.
- [42] Boualem Mekimah , “ **Etude du fonctionnement en mode bi fréquence des patches microbandes empilés et excentrés**”, mémoire de magister en électronique option micro-ondes et traitement du signal, Université de kasdi merbah Ouargla,2007.
- [43] M. Belhedri Abdelkrim, “ **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**”, Mémoire de magister en électronique option micro-ondes et traitement du signal, Université de kasdi merbah Ouargla,2009
- [44] M. Titaouine, “**Analyse des antennes microrubans de forme arbitraire par la méthode des moments et le modèle généralisé de la cavité** ”, Thèse de Doctorat, Université de Sétif, Sept.2007.
- [45] F. Chebbara, “**Etude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique**”, Thèse de doctorat, université de Batna, juin 2011.
- [46] J. R. James et C. J. Wilson, “**Microstrip antennas and arrays**”, Pt.1, Fundamental action and limitations, Microwaves, optics and acoustics, vol.1, n°5, pp. 165-174, September 1977.
- [47] CHOUTI LEILA “ **Contribution à l’étude d’antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l’effet de couplage** ”, Thèse magister, Institut d’électronique, Université de Constantine. 2009.
- [48] T. ITOH, “**Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures** ”, A Wiley-Interscience Publication, New York, Wiley, 1989.
- [49] A. BOUFRIOUA, “ **Contribution à l’étude des antennes à patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d’une source d’excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant** ”, Thèse de doctorat, Institut d’électronique, Université de Constantine. 2000.
- [50] R. C. Boutout, JR, “**Computational methods for electromagnetic and microwaves** ”, Awiley-Interscience publication, New York, Wiley 1990.
- [51] D. BIDOU, “**Contribution à l’étude d’antennes fort gain, applications dans le domaine millièmtrique**”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, Mai 2003.

- [52] Juan R. Mosing, Fred E. Gardiol, “ **Rayonnement d’une antenne micro ruban de forme arbitraire** ”, Ann. Télécommunication. 40, N° 3-4, 1985.
- [53] Hervé Legay, Raphael Gillard, Jacques citerne, Gerard “ **Effet d’un trou métallisé sur les caractéristiques de rayonnement d’une antenne plaque micro ruban alimentée par une ligne coaxiale à travers le plan de masse** ”, Ann. Télécomm. 46 N°7-8, 1991.
- [54] S.I Ganchev, N. Qaddoumi, S.Bakhtiari R. Zoughi “**Calibration and Measurement of a Dielectric Properties of Finite Thickness Composite Sheets With Open-Ended Coaxial Sensors**”, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. IM-44, n°6, pp 1023-1029, December 1995.
- [55] W. L. Williams “**Computer-aided measurement of microwave circuit** ” Ph. D. dissertation, California Institute Technology, Pasadena, January, 1989.
- [56] Manallah Kamel, “ **Techniques de mesure hyperfréquences large bande appliquées aux matériaux hétérogènes solides**”, mémoire de magister Option : Instrumentation Université Ferhat Abbas Setif, 2012.
- [57] F. Gardiol, “ **Hyperfréquences** ”, Editions Georgi, 1ère Edition 1981.
- [58] D. K. Ghodgaonkar, “ **Free-Space Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies**”, IEEE Trans. Instrument. Meas., vol. 39, n° 2, pp.387-394, April 1990.
- [59] D. K. Ghodgaonkar, “**A Free-Space Method for Measurement of Dielectric Constants and Loss Tangents at Microwave Frequencies**”, IEEE Trans. Instrument. Meas., vol. 38, pp. 789-793, 1989.
- [60] L. F. Chen, C. K. Ong and C. P. Neo V. V. Varadan and V. K. Varadan “ **Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization**“,2005.
- [61] J. Baker-Jarvis, M. Janezic, P. Domich and R. Geyer “**Analysis of an Open-Ended Coaxial Probe with Lift-Off for Nondestructive Testing**”, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. IM-43, n°5, pp 711-718, October 1994.
- [62] O. TANTOT, K. RADA, I. NOBIRON, P. LEPRAT, R. JULIEN, P. GUILLON “ **Caractérisation en Guide Coaxial Rayonnant de Milieux Liquides par la Méthode des Eléments Finis**”,4èmes Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux (J.C.M.M), Avril 1996.
- [63] D. K. GHODGAONKAR, V. V. VARADAN, AND V. K. VARADAN, “**Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies**”, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 39, no. 2, pp. 387-394, Apr. 1990.
- [64] Hewlett-Packard “**Measuring The Dielectric Constant Of Solids With The Hp 8510 Network Analyzer**”, Tech. Product Note 8510-3, Aug. 1985.
- [65] Franck Moukanda Mbango , “**Contribution A La Characterization des Materiaux Utilises en Micro_electronique, Radio Frequence**” ,HAL Id, Submitted on 14 Jan 2009.

- [66] Oussama BENZAIM , “ **Techniques Multi-port pour la Conception et la Réalisation de Systèmes Micro-ondes dédiés à l’évaluation Non Destructive de matériaux** ”, Thèse de doctorat, Spécialité Micro et nano technologies, acoustique et télécommunications, L'université de lille 1 Sciences & Technologies,2009.
- [67] M. J. Ammann and Zhi Ning Chen, “**An Asymmetrical feed arrangement for improved impedance bandwidth of planar monopole antennas**”, Microwave and Optical technology letters, Vol. 40, No. 2, pp. 156-158, January 2004.
- [68] Hamid MEGHDADI Jean-Charles POUX “**Simulation 3D HFSS de filtres**”, ETI-2,2006.
- [69] Mohammed El amine CHAIB, “**Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à métamatériaux** ”.Mémoire de Magistère en Systèmes des Réseaux de Télécommunication. Université ABOU BEKR BELKAID TLEMCEM, 2012.
- [70] Yiqun LI, “ **Contribution à l’optimisation des performances d’antennes des téléphones mobiles à l’aide de techniques d’adaptation**”. Thèse de doctorat en électronique, Université de Cergy-Pontois, Paris, 2009.