

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Télécommunications

**Spécialité** : Systèmes des Télécommunications

Par : TOGO Ali

### Sujet

***Conception et réalisation des dispositifs passifs microondes :  
Application aux filtres et antennes dans la bande X***

Soutenu publiquement, le 25/06/2019, devant le jury composé de :

Mr. KAMECHE Samir	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr. BOUACHA Abdelhafid	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur
Mr. FEHAM Mohammed	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Mr. BENKALFATE Chemseddine	Doctorant	Univ. Tlemcen	Co- Directeur de mémoire



**DEDICACE**

Avec l'aide du Tout Puissant, j'ai pu réaliser ce travail que je dédie :

A mes parents

Pour leurs soutiens et tous les efforts qu'ils m'ont donnés tout en m'encourageant et en m'assistant depuis mon enfance jusqu'à nos jours, et je leur souhaite bonne santé et longue vie.

A mes chers frères et sœurs

A ma petite sœur TOGO Fatoumata

A toute ma famille

A mes professeurs

A mon encadreur Mr. FEHAM pour son encadrement attentif.

A mon cher frère TOGO Amadou qui m'a beaucoup aidé et encouragé,

A mes amis

A SOUNFOUNTERA Mouadiou et BENKALFATE Chemseddine.

A à tous mes camarades et à toute la communauté étrangère.

## **Remerciements**

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de Master mené au niveau du Département de Télécommunication de l'Université de Tlemcen, sous la co-direction de Mr. Mohammed FEHAM, Professeur à l'Université de Tlemcen et Mr. BENKALFATE Chemseddine, Doctorant à l'Université de Tlemcen.

J'exprime toute ma gratitude à Mr. Mohammed FEHAM, pour m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail. Ses conseils et remarques constructifs étaient très bénéfiques pour mon travail. Son soutien permanent ainsi que sa disponibilité pour l'achèvement de ce travail m'ont été très favorables.

Je remercie également Mr. Chemseddine BENKALFATE, pour son aide précieuse et ses conseils pour mener à terme ce travail.

Tous mes remerciements au président du jury Mr. KAMECHE Samir, professeur à l'Université de Tlemcen d'avoir accepté de présider ce jury ainsi que pour son enseignement en Dispositifs Actifs RF et Micro-ondes.

Mes remerciements également à Mr. BOUACHA Abdelhafid, MCA à l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie énormément mes parents et mes sœurs pour leurs aides, leurs soutiens et leur patience.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches, à mes amis, et l'ensemble de mes professeurs qui m'ont toujours soutenus et encouragés au cours de mes études.

## **Résumé**

Les développements technologiques en télécommunication et microondes tendent depuis plusieurs années vers la miniaturisation des circuits et la réduction de leurs coûts.

Ce projet de fin d'étude vise la conception et la réalisation de circuits passifs microondes, dédiés aux travaux pratiques du laboratoire microondes du Département des Télécommunications de la Faculté de Technologie. Dans ce cadre, nous présentons la conception et la réalisation pratique d'une antenne et d'un filtre passe-bande à base de la technologie microruban fonctionnant dans la bande (8-12) GHz.

Les réponses de ces circuits ont été modélisées dans un premier temps sous les environnements numériques ADS et CST Studio Suite.

Puis la réalisation de ces circuits a été établie, en exploitant le substrat diélectrique FR-4 de permittivité relative  $\epsilon_r=4.3$ , d'épaisseur  $h=1.65 \text{ mm}$  et de tangente de pertes  $\text{tg}\delta = 0.01$ .

Enfin, la comparaison des résultats théoriques et pratiques a montré une bonne concordance.

**Mots clés :** Dispositifs passifs, Microondes, Antennes, Filtres, Bande X

**Tables des matières**

**Table des matières**

Remerciements	
Résumé	
Table de matières	
Liste des Abréviations .....	i
Liste des symboles .....	ii
Liste des figures .....	iii
Liste des Tableaux.....	vi
Introduction Générale.....	1
<b>Chapitre I : Etude théorique des dispositifs passifs microondes</b>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Paramètres S.....	3
I.3 Principes théoriques pour l'étude des antennes .....	4
I.3.1 Equations de Maxwell.....	5
I.3.2 Vecteur de Poynting.....	5
I.4 Caractéristiques des antennes.....	7
I.4.1 Fonctions de caractéristiques de rayonnement .....	7
I.4.2 Diagrammes de rayonnement.....	7
I.4.3 Directivité .....	7
I.4.4 Efficacité d'une antenne .....	8
I.4.5 Gain d'une antenne .....	8
I.4.6 Facteur d'une antenne .....	8
I.4.7 Polarisation d'une antenne.....	9
I.4.8 Impédance d'entrée d'une antenne .....	9
I.4.9 Coefficient de réflexion S11 .....	9
I.4.10 Alimentation .....	10
I.4.11 Largeur de Bande .....	10
I.4.12 Température de bruit d'une antenne .....	11
I.5 Domaines d'applications.....	11
I.6 Différents types d'antennes.....	12
I.7 Notions de bases en hyperfréquences .....	15
I.7.1 Spectre électromagnétique .....	15
I.7.2 Propriétés des ondes hyperfréquences .....	16

I.8 Technologie planaire.....	16
I.8.1 Technologie microruban .....	16
I.8.2 Technologie coplanaire .....	17
I.8.3 Technologie triplaque .....	18
I.8.4 Les techniques d'excitations .....	19
I.8.4.1 Excitation avec contact .....	19
I.8.4.1.1 Sonde coaxiale .....	19
I.8.4.1.2 Ligne microbande .....	19
I.8.4.2 Excitation sans contact.....	20
I.8.4.2.1 Ligne microruban en Sandwich .....	20
I.8.4.2.2 Couplage par fente .....	21
I.9 Notions de filtre .....	21
I.9.1 Classification des filtres.....	22
I.9.2 Fonctions de transfert.....	22
Conclusion.....	24

## Chapitre II : Etude et réalisation d'un filtre passe-bande microonde dans la bande

II.1 Introduction.....	25
II.2 Filtres microondes .....	25
II.3 Principe général du filtrage hyperfréquence.....	25
II.3.1 Notions de résonance.....	26
II.3.2 Ordre du filtre .....	28
II.4 Les caractéristiques du filtre passe-bande microonde .....	28
II.5 Conception d'un filtre assisté par l'ordinateur .....	29
II.5.1 Filtre microonde passe-bande.....	30
II.5.1.1 Résonateur électrique en hyperfréquence.....	30
II.5.1.2 Conception du modèle .....	31
II.6 Réalisation pratique .....	37
Conclusion.....	38

## Chapitre III : Conception et réalisation d'une antenne dans la bande X

III.1 Introduction .....	39
III.2 Caractéristiques des antennes microruban .....	39
III.2.1 Mécanisme de rayonnement.....	40

III.2.1.1 Ondes guidées .....	41
III.2.1.2 Ondes de rayonnement .....	41
III.2.1.3 Ondes de surface .....	41
III.3 Les applications des antennes microruban .....	41
III.4 Avantages et inconvénients des antennes imprimées.....	42
III.5 Conception d'antenne microruban (8-12) GHz.....	42
III.5.1 Simulation de l'antenne.....	43
III.5.2 Coefficient de réflexion S11 .....	46
III.5.3 Coefficient de réflexion sur l'abaque de Smith.....	46
III.5.4 Diagramme de rayonnement .....	47
III.5.5 Impédance d'entrée .....	48
III.6 Résultat pratique.....	49
III.6.1 Réalisation du modèle proposé .....	49
III.6.2 La mesure du modèle réalisé .....	50
III.6.3 Comparaison Simulation-Pratique .....	51
Conclusion.....	52
Conclusion Générale .....	53
Annexe	
Annexe1 .....	55
Annexe2 .....	57
Annexe3 .....	58
Annexe4 .....	60
Annexe5 .....	60
Bibliographie.....	66

**Liste des abréviations**

EM : Electromagnétique

ULB : Ultra Large Bande passante

TEM : Transverse Electromagnétique

TE : Transverse Electrique

TM : Transverse Magnétique

SIW : Substrate Integrated Waveguide

PFE : Projet de fin d'étude

CST : Computer Simulation Technology

ADS : Advanced Design System

**Liste des symboles**

$\vec{E}$  : Vecteur champ électrique

$\vec{B}$  : Vecteur induction magnétique

$\vec{H}$  : Vecteur champ magnétique

$\vec{D}$  : Vecteur déplacement électrique

$\epsilon_0$  : Permittivité du vide

$\mu_0$  : Perméabilité du vide

$\rho$  : Résistivité

$\sigma$  : Conductivité

$tg(\delta)$  : Tangente de pertes

\* : le conjugué

## Liste des figures

### Chapitre I

Figure I.1 Un quadripôle.....	4
Figure I.2 Propagation de l'onde électromagnétique dans l'espace .....	6
Figure I.3 Diagramme de rayonnement .....	7
Figure I.4 Antennes dipolaires .....	12
Figure I.5 Boucle magnétique .....	12
Figure I.6 Antenne cornet .....	13
Figure I.7 Réseau de fentes.....	13
Figure I.8 Antenne à réflecteur parabolique .....	14
Figure I.9 Antenne plaquée .....	14
Figure I.10 Antenne imprimées .....	14
Figure I.11 Ondes hyperfréquences .....	15
Figure I.12 Les régions du spectre électromagnétiques et les bandes associées.....	15
Figure I.13 Vue tridimensionnelle d'une ligne microruban .....	16
Figure I.14 Structure d'une ligne microruban .....	17
Figure I.15 Ligne microruban .....	17
Figure I.16 Ligne coplanaire.....	17
Figure I.17 Ligne triplaque .....	18
Figure I.18 Alimentation du patch par un câble coaxial .....	19
Figure I.19 Alimentation par une ligne microbande .....	20
Figure I.20 Alimentation par une ligne microbande axiale(a), décalée(b), encoche(c).....	20
Figure I.21 Alimentation du patch par un guide d'onde coplanaire .....	21
Figure I.22 Alimentation du patch par le couplage par fente.....	21
Figure I.23 Gabarits des filtres .....	22

### Chapitre II

Figure II.1 Principes de filtrage microonde passe-bande.....	26
Figure II.2 Champ électrique rayonné par une antenne patch rectangulaire .....	27
Figure II.3 Réponse d'un filtre passe-bande avec principales caractéristiques .....	29
Figure II.4 (a) Vue en face (b) Vue en perspective de la structure comportant un seul résonateur .....	31
Figure II.5 Le coefficient de réflexion S11 .....	31
Figure II.6 Filtre microonde passe-bande en bande X .....	32
Figure II.7 Résultats de simulation.....	32
Figure II.8 Le filtre réalisé sous CST .....	34

Figure II.9 Coefficient de réflexion du filtre sous CST .....	35
Figure II.10 Présentation de paramètres S du filtre .....	36
Figure II.11 Présentation de S11 du filtre sous ADS et sous CST .....	36
Figure II.12 Filtre réalisé au Laboratoire de télécommunication .....	37

### Chapitre III

Figure III.1 Structure générale d'une antenne microruban.....	39
Figure III.2 Trajectoire des rayons dans une antenne microruban .....	40
Figure III.3 Les dimensions des différents résonateurs .....	43
Figure III.4 Vue en perspective de l'antenne patch .....	44
Figure III.5 Vue de dessous de l'antenne patch.....	44
Figure III.6 S11 de l'antenne microruban dans la bande X .....	46
Figure III.7 Représentation de S11 sur l'abaque de Smith.....	46
Figure III.8 Diagramme lorsque la fréquence est 5GHz .....	47
Figure III.9 Diagramme lorsque la fréquence est 10GHz .....	47
Figure III.10 Diagramme lorsque la fréquence est 15GHz .....	48
Figure III.11 L'impédance d'entrée de l'antenne .....	48
Figure III.12 Antenne microruban réalisé au laboratoire de recherche de télécommunication.....	49
Figure III.13 Coefficient de réflexion S11 pratique de l'antenne patch réalisé.....	50
Figure III.14 Coefficient de réflexion S11 pratique par Excel.....	50
Figure III.15 Présentation des deux courbes du coefficient de réflexion.....	51
Figure A.1.1 .....	56
Figure A.2.1 .....	57

### Annexe1

Figure A.1.1 Interface graphique du CST .....	56
---	----

### Annexe2

Figure A.2.1 Différents maillages et approximations .....	57
---	----

### Annexe5

Figure A.5.1 Création d'un nouveau projet .....	60
Figure A.5.2 Dialogue de configuration des unités de bases .....	61
Figure A.5.3 Dialogue de configuration de la plage de fréquence .....	61
Figure A.5.4 la construction du modèle.....	62

Figure A.5.5 Le substrat de l'antenne .....	63
Figure A.5.6 Modèle positionné pour l'excitation .....	63
Figure A.5.7 Excitation du système .....	64
Figure A.5.8 Simulation du modèle .....	64
Figure A.5.9 Visualisation des résultats .....	65

**Liste des tableaux**

Tableau I.1 Propriétés de quelques matériaux utilisés comme substrat .....	18
Tableau II.1 Paramètres géométriques du filtre .....	35
Tableau III.1 Avantages et Inconvénients d'une antenne imprimée .....	42
Tableau III.2 Valeurs des paramètres prédéfinis du substrat .....	43
Tableau III.3 Les paramètres géométriques du modèle .....	45

### Introduction Générale

La réduction du temps de réponse et des coûts de conception est généralement un point clef dans le cadre d'un processus industriel pour les équipements supportant des systèmes de télécommunication, on peut aussi ajouter des contraintes fortes de poids et d'encombrement. La conception des dispositifs électroniques performants satisfaisant l'ensemble de ces contraintes est donc le but des recherches actuelles.

Dans les systèmes de télécommunications, les filtres et les antennes ont une importance grandissante. Ils sont nécessaires à la quasi-totalité des étages d'un système de transmission de données, de l'émission à la réception, en passant par les traitements. Chaque domaine utilisant des télécommunications nécessite immanquablement l'usage de filtres.

Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude des structures miniatures.

Dans ce contexte, ce projet de fin d'étude vise la conception et la réalisation de circuits passifs microondes, dédiés aux travaux pratiques du laboratoire microondes du Département des Télécommunications de la Faculté de Technologie.

Les travaux envisagés concernent particulièrement la conception et la réalisation pratique d'une antenne et d'un filtre passe-bande à base de la technologie microruban fonctionnant dans la bande X (8-12) GHz. Cette bande de fréquence correspond à la bande de fonctionnement des équipements disponibles dans le laboratoire microondes de pédagogie.

Pour satisfaire cet objectif, nous répartissons ce projet en trois chapitres. Le premier chapitre sera consacré à une étude théorique nécessaire à la compréhension des dispositifs passifs microondes. Et ensuite en dernière partie de ce premier chapitre, nous présenterons quelques notions de filtrage ensuite on s'intéressera à l'étude des filtres passe-bandes tout en citant quelques exemples de la littérature.

Dans le deuxième chapitre, nous donnerons la conception et la réalisation pratique d'un filtre passe-bande microonde.

Le dernier chapitre sera réservé à la présentation des résultats de simulation et pratique de notre antenne microruban fonctionnant dans la bande X.

Pour terminer ce manuscrit, une conclusion dressera un bilan sur les différents travaux réalisés au cours de ce mémoire.



## Chapitre I : Etudes théoriques des dispositifs passifs microondes

### I.1 Introduction :

Depuis plusieurs années, les télécommunications et les nouvelles technologies ont complètement changé nos sociétés et facilitent nos quotidiens. Les dispositifs passifs microondes sont une partie essentielle des équipements associés à ces nouvelles technologies.

Pour développer ce PFE, il est nécessaire d'étudier l'ensemble des notions nécessaires à la compréhension des dispositifs passifs microondes. Des notions comme les paramètres S, les hyperfréquences ou microondes, les filtres microondes, les bases d'électromagnétisme relatives au fonctionnement des antennes.

Pour cela nous présentons ces différentes notions dans ce premier chapitre.

### I.2 Paramètres S

La matrice  $[S]$ , matrice de répartition ou « **scattering matrix** », est l'outil de base pour l'étude des quadripôles ou des multipôles *linéaires* en hyperfréquence [1].

Un dispositif hyperfréquence est décrit par un ensemble de 'ports' ou 'accès'. A chacun de ses ports est associé à un plan de référence. Les paramètres S relient les ondes incidentes avec les ondes réfléchies au niveau de chaque port du dispositif. Ainsi, nous pouvons complètement décrire un dispositif hyperfréquence au niveau de ses ports par des relations entre les ondes de puissance incidente  $a_i$  et les ondes de puissances sortantes ou réfléchies  $b_i$ ,  $i$  étant le numéro du port.

Un dispositif hyperfréquence à  $n$  ports a pour matrice S :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Un élément spécifique de cette matrice S peut être déterminé par ce rapport :

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k \neq 0 \text{ pour } k=j} \quad (\text{I.2})$$

Pour un quadripôle (Figure I.1), dispositif à deux ports, ( $n=2$ ), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (\text{I.3})$$

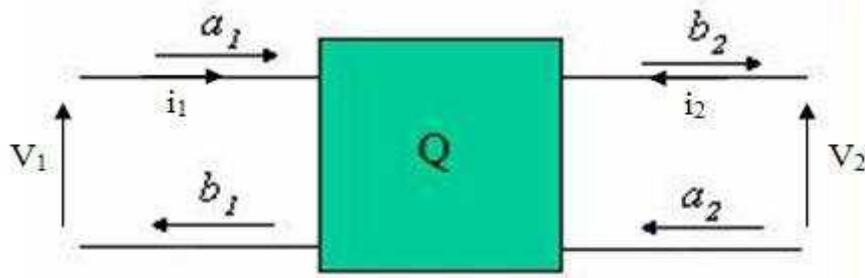


Figure I.1 Un quadripôle. [2]

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{si } a_2 = 0$$

C'est le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente à l'entrée du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle. C'est donc le coefficient de réflexion du quadripôle qui être minimisé pour favoriser le transfert du signal à la sortie du quadripôle.

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \text{si } a_1 = 0$$

C'est le coefficient de transmission «gain» inverse du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{si } a_2 = 0$$

C'est le coefficient de transmission «gain» direct du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle.

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad \text{si } a_1 = 0$$

C'est le coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle.

### I.3 Principes théoriques pour l'étude des antennes

Dans ce paragraphe, nous présentons les bases d'électromagnétisme relatives au fonctionnement des antennes.

### **I.3.1 Équations de Maxwell**

Les équations de Maxwell expriment le comportement du champ électromagnétique en relation avec les sources qui lui ont données naissance. Ces équations différentielles contiennent toute l'information permettant de résoudre les problèmes d'électromagnétisme.

Elles s'écrivent dans un milieu quelconque sous la forme :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.4}) \quad \text{Maxwell-Faraday}$$

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{I.5}) \quad \text{Maxwell-Thomson}$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H}) = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{I.6}) \quad \text{Maxwell-Ampère}$$

$$\text{div}(\vec{D}) = \rho \quad (\text{I.7}) \quad \text{Maxwell-Gauss}$$

Les deux premières équations ne font intervenir que le champ électromagnétique. Elles sont appelées équations intrinsèques et les deux autres sont appelées extrinsèques dû à la présence des sources.

Dans les équations (I.6) et (I.7), il apparaît deux nouvelles grandeurs H et D qui sont respectivement les réponses du milieu de propagation à des excitations magnétique (appelé Champ magnétique) et électrique (appelé Déplacement électrique). Ils sont définis par :

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} \quad (\text{I.8})$$

$$\vec{D} = \varepsilon * \vec{E} \quad (\text{I.9})$$

La permittivité  $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$  et la perméabilité  $\mu = \mu_0 \mu_r$  sont des constantes caractérisant le milieu de propagation.

Ces deux constantes sont liées à la vitesse de l'onde EM dans le milieu :  $v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \mu}}$

Dans l'équation (I.6), le terme  $\vec{j}$  est le courant de conduction et le terme qui lui est homogène  $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$  est appelé courant de déplacement.

### **I.2.2 Vecteur de Poynting**

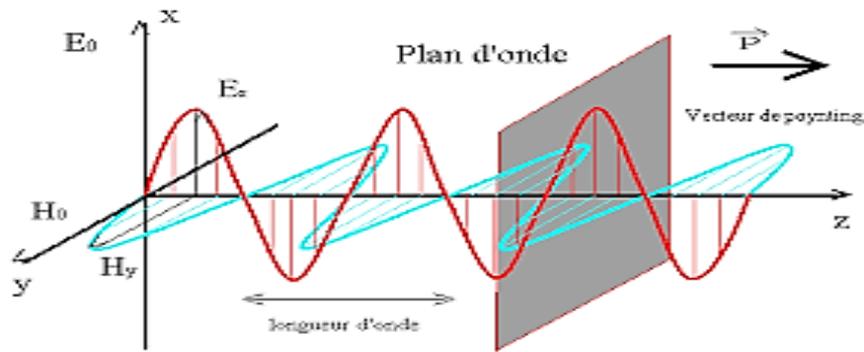
Le vecteur de Poynting noté  $\vec{P}$  indique dans un milieu isotrope la direction de propagation d'une Onde EM (Figure I.2).

Le flux de ce vecteur à travers une surface est égal à la puissance rayonnée par l'onde à travers cette surface. Le module de ce vecteur est donc une puissance par unité de surface, c'est-à-dire un flux d'énergie, et s'exprime en watt par mètre carré [3].

Le vecteur de Poynting est défini, soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel.

Dans le domaine temporel il est défini par :

$$\vec{P}(t) = \vec{e}(t) \wedge \vec{h}(t) \quad (I.10)$$



**Figure I.2 :** Propagation de l'onde électromagnétique dans l'espace libre. [4]

La puissance rayonnée est définie par :

$$P(t) = \iint_S (\vec{e}(t) \wedge \vec{h}(t)) \cdot d\vec{s} \quad (I.11)$$

Dans le domaine fréquentiel, le vecteur de Poynting est défini par sa forme complexe :

$$\vec{P}(t) = (\vec{E}(t) \wedge \vec{H}^*(t)) \quad (I.12)$$

La partie réelle de son flux à travers une surface unité est la densité surfacique de puissance :

$$S_r = \text{Réal}(\vec{E}(t) \wedge \vec{H}^*(t)) \cdot \vec{n} \quad (I.13)$$

Cette grandeur est la base de l'étude du rayonnement des antennes à grande distance.

La puissance moyenne rayonnée est définie par :

$$P = \frac{1}{2} \text{Réal} \iint_S (\vec{E}(t) \wedge \vec{H}^*(t)) \cdot d\vec{s} \quad (I.14)$$

#### I.4 Caractéristiques des antennes

Dans ce paragraphe, seront définies les caractéristiques des antennes utiles pour le dimensionnement des systèmes d'émission et de réception. Ces caractéristiques sont essentiellement liées à la forme du rayonnement en champ lointain. [3]

##### I.4.1 Fonction caractéristique de rayonnement

La fonction caractéristique permet de représenter les variations du niveau de champ rayonné en champ lointain en fonction de la direction considérée.

Elle s'exprime en fonction de la densité surfacique  $S_r$  de puissance :

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1}{r^2} S_r \quad (\text{I.15})$$

##### I.4.2 Diagramme de rayonnement

C'est la représentation graphique de la fonction caractéristique de l'antenne (Figure I.3). Il permet d'apprécier les caractéristiques (gain, directivité, rendement, etc.) du rayonnement dans l'espace.

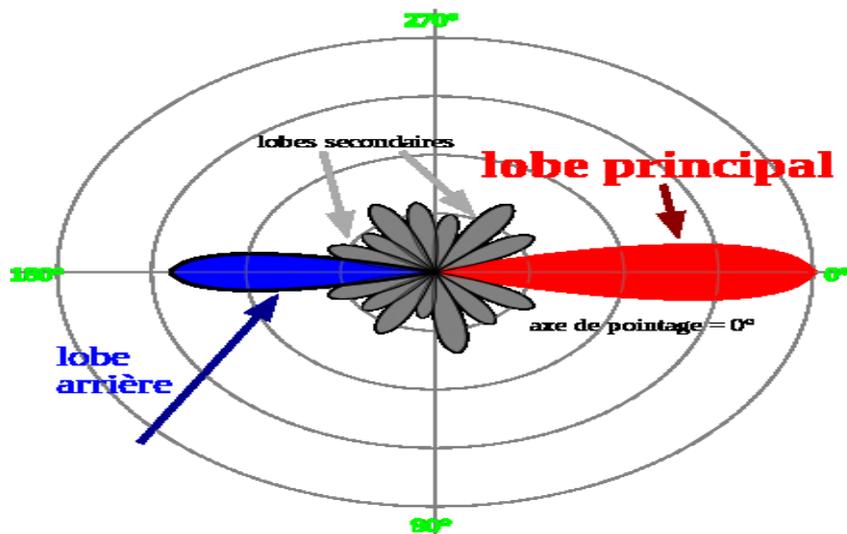


Figure I.3 Diagramme de rayonnement [5]

##### I.4.3 Directivité

La directivité d'une antenne dans une direction permet de comparer la densité de puissance EM rayonnée dans cette direction à la puissance moyenne rayonnée par l'antenne dans tout l'espace.

La directivité dans une direction est le rapport entre la valeur de la fonction caractéristique de rayonnement dans cette direction à sa valeur moyenne dans tout l'espace :

$$D(\theta, \phi) = \frac{F_n(\theta, \phi)}{\frac{1}{4\pi} \iint F_n(\theta, \phi) d\Omega} \quad (\text{I.16})$$

La directivité maximale est obtenue pour le cas où  $F_n(\theta, \phi) = 1$  et c'est cette direction qui est encore appelé l'axe de l'antenne.

#### **I.4.4 Efficacité d'une antenne**

C'est le quotient entre la puissance rayonnée  $P_t$  et la puissance d'alimentation  $P_0$ .

$$\eta_l = \frac{P_t}{P_0} \quad (\text{I.17})$$

Elle permet de mesurer le taux de transformation et est toujours inférieur à 1.

$$\eta_l \leq 1$$

#### **I.4.5 Gain d'une antenne**

Le gain d'une antenne dans une direction est défini par le rapport de la densité de puissance rayonnée dans cette direction à la densité de puissance  $S_{ri}$  qui serait rayonnée par une antenne isotrope sans pertes, les deux antennes étant alimentées par la même puissance et placées à la même position [3].

$$G(\theta, \phi) = \frac{S_r(\theta, \phi)}{S_{ri}} \quad (\text{I.18})$$

Ou encore 
$$G(\theta, \phi) = \eta_l D(\theta, \phi) \quad (\text{I.19})$$

#### **I.4.6 Facteur d'antenne**

Le facteur d'antenne  $F_A$  est utilisé en mesure. Il donne le rapport entre le champ électrique efficace  $E_{eff}$  rayonné et la tension  $V$  mesurée juste derrière l'antenne.

$$F_A = \frac{E_{eff}}{V} \quad (\text{I.20})$$

Il sert à comparer des antennes à une antenne étalon, en mesurant le facteur d'antenne en champ constant.

### I.4.7 Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne consiste à définir la façon dont l'onde EM se propage. On distingue trois types de polarisations qui sont les polarisations rectiligne, circulaire et elliptique [3].

- Rapport Axial :

C'est le rapport du demi-grand axe au demi-petit axe de l'ellipse.

Il permet de déterminer le type de polarisation. Son module est compris entre 1 et  $\infty$ .

$$1 \leq |AR| \leq \infty$$

Lorsque  $AR=1$ , la polarisation est circulaire. Lorsque  $AR$  est infini, la polarisation est rectiligne et les autres cas correspondent à des polarisations elliptiques.

### I.4.8 Impédance d'entrée d'une antenne

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de celle-ci. Elle est représentée par [3] :

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (I.21)$$

La résistance d'entrée  $R_A$  représente un terme de dissipation. Elle est liée, d'une part à la puissance rayonnée et d'autre part, à la puissance perdue par effet Joule.

La réactance  $X_A$  est liée à la puissance réactive stockée au voisinage de l'antenne. On peut utiliser des tronçons de lignes parallèles à la ligne d'alimentation afin de supprimer la réactance  $X_A$ . L'impédance de l'antenne est influencée par les objets environnants, en particulier par des objets ou des plans métalliques proches ou par d'autres antennes.

L'impédance d'entrée de l'antenne est utilisée pour insérer cet élément de façon optimale dans la chaîne de l'émetteur (ou du récepteur) [5].

### I.4.9 COEFFICIENT DE REFLEXION S11

Si l'impédance caractéristique de la ligne de propagation est  $z_0$  et l'impédance d'entrée de l'antenne est  $Z_A$ , à l'entrée de l'antenne, le signal subit une réflexion avec un coefficient  $\Gamma$  dont l'expression est [3] :

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (I.22)$$

Le coefficient de réflexion permet de connaître la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers 0, plus l'antenne est adaptée, c'est-à-dire  $Z_A = Z_0$ .

Dans le cas où le coefficient de réflexion est non nul, un système d'ondes stationnaires apparaît et la puissance émise par le générateur n'est pas transmise de façon optimale à l'antenne. C'est donc ce cas de réflexion minimale à l'entrée de l'antenne qu'on visera. Il correspond à un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) proche de 0 (en valeurs linéaires). On admet qu'une bonne adaptation est obtenue lorsque le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB. Cela correspond à un rapport d'ondes stationnaires ROS (VSWR Voltage Standing Wave Ratio), compris entre 1 et 1,2. Le rapport d'ondes stationnaires est défini comme le rapport de la tension maximale à la tension minimale sur une ligne. Pour améliorer l'adaptation d'une antenne, tous les moyens associés aux techniques hyperfréquences sont utilisables [6].

Le ROS peut être déduit du  $S_{11}$  à travers l'expression :

$$\text{ROS} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (\text{I.23})$$

### I.4.10 Alimentation

L'alimentation d'une antenne est la technique utilisée pour amener l'énergie du générateur à l'élément rayonnant (antenne).

Elle diffère d'une antenne à l'autre, pour cela on distingue plusieurs techniques d'alimentation parmi lesquelles on cite :

- Alimentation par une ligne coaxiale
- Alimentation par ligne micro ruban
- Alimentation par une fente [3]

### I.4.11 Largeur de bande

La largeur de bande ou bande passante d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises.

Il s'agit la plupart du temps de la puissance transmise par l'antenne, mais on peut définir d'autres caractéristiques exigées pour le fonctionnement d'une antenne telle que le type de polarisation, le gain, angle d'ouverture... [3].

La valeur des limites sur les critères de fonctionnement de l'antenne définit un domaine de fréquences situé entre une valeur minimale  $f_1$  et une valeur maximale  $f_2$ .

La largeur de bande  $\Delta f$  est définie par la différence entre ces deux fréquences :

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad (\text{I.24})$$

La largeur de bande est aussi définie par le rapport entre les deux fréquences extrêmes :

$$B_f = \frac{f_2}{f_1} \quad (\text{I.25})$$

La première formule est utilisée pour les antennes à faible bande passante et la seconde pour les autres types d'antennes. Pour connaître la largeur de bande d'une antenne à partir du rayonnement, on trace le paramètre S11 de réflexion en fonction de la fréquence. On admet généralement que si ce paramètre est inférieur à -10dB, la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondant à cette valeur [1].

### I.4.12 Température de bruit d'une antenne

La température de bruit d'une antenne  $T_B$  est l'échauffement que produisent les signaux indésirables au sein de l'antenne. La puissance de l'ensemble des bruits capté par celle-ci est :

$$B = kT_B \Delta f \quad (\text{I.26})$$

- $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{JK}^{-1}$  est la constante de Boltzmann.
- $\Delta f$  est la bande passante de l'antenne.

Elle caractérise la sensibilité de l'antenne aux bruits.

### I.5 Domaines d'applications

Les antennes ont des applications diverses, parmi lesquelles on cite :

- Réseaux de Télécommunication fixes (Radiodiffusion, Télédiffusion et Téléphonie fixe).
- Réseaux de Télécommunication mobiles (les antennes de Stations de bases et celles des terminaux mobiles).

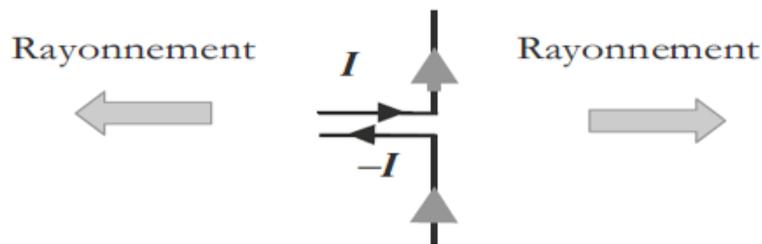
- Liaisons par Satellite (Observation de la Terre, Communications mobiles, Télédiffusion, Téléphonie fixe, Localisation (GPS, GALLILEO), Expérimentations scientifiques etc.)
- Télédétection (radar et radiométrie)
- Radioastronomie
- Identification par radiofréquences (RFID)
- Télé-contrôle pour systèmes domotiques
- Systèmes d'alarme et de prévention
- Automobiles (immobilisation, démarrage de véhicules...) [3]

### **I.6 Différents types d'antennes :**

Il existe plusieurs types d'antennes. On peut les classer comme suite :

#### ✓ **Antenne dipolaire :**

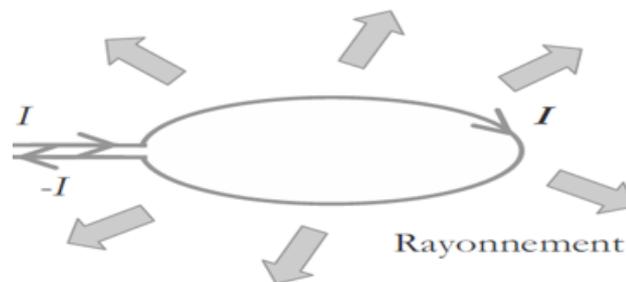
L'antenne dipolaire est constituée de deux fils alignés, très courts et reliés chacun à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne bifilaire (figure I.4) [3].



**Figure I.4** Antennes dipolaires

#### ✓ **Boucle magnétique :**

La boucle magnétique est constituée d'un fil conducteur ayant une forme qui permet le retour du fil sur lui-même (figure I.5) [3].



**Figure I.5** Boucle magnétique

✓ **Antenne cornet :**

Un dispositif très utilisé pour la propagation d'ondes guidées est le guide d'onde rectangulaire. Sa qualité de transmission est excellente. Pour cette raison, il est utilisé en haute fréquence. Son utilisation est très répandue en hyperfréquences (figure I.6). Cette antenne est plus directive que les précédentes [3].

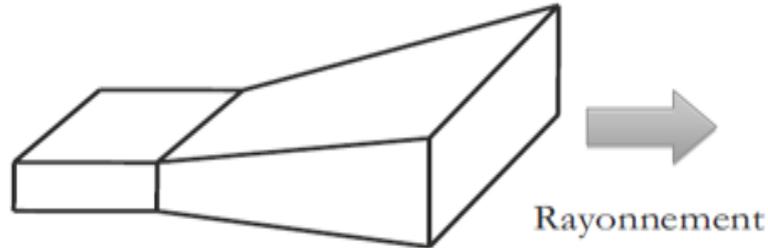


Figure I.6 Antenne Cornet

✓ **Réseau de fentes**

Toujours en utilisant le guide d'onde comme dispositif de transmission, il est possible d'envisager un rayonnement dans une direction différente de l'axe du guide, en usinant des fentes dans le corps du guide (figure I.7).

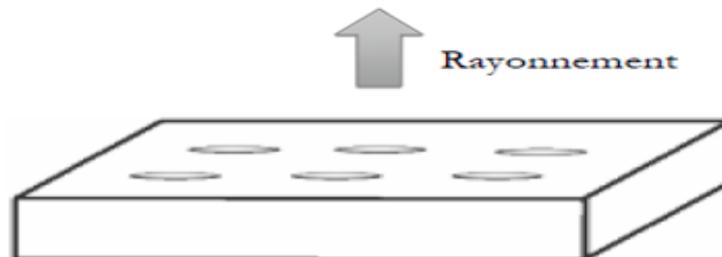


Figure I.7 Réseau de fentes [3]

✓ **Antenne à réflecteur parabolique :**

L'antenne à réflecteur est constituée de la source d'émission associée à une partie métallique réfléchissante, souvent de forme parabolique (figure I.8).

La source, placée au foyer de la parabole envoie l'onde vers le réflecteur parabolique. Selon la propriété bien connue de la parabole, tous les rayons sont réfléchis parallèlement. Ce type d'antenne est utilisé pour viser une direction bien précise, puisque tous les rayons émis sortent parallèles. Leur orientation est choisie de façon à viser un satellite particulier [3].

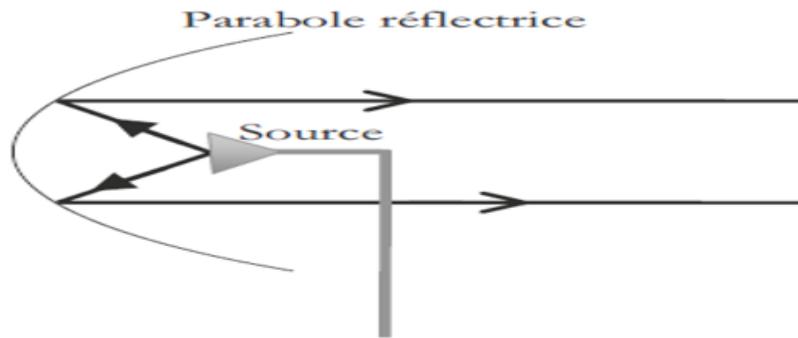


Figure I.8 Antenne à réflecteur parabolique

✓ **Antennes planaire :**

L'antenne plaquée, appelée aussi antenne patch est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique (figures I.9 et I.10). Les courants sont amenés du générateur à l'antenne par une ligne microruban. Elle présente l'avantage du poids sur certaines antennes décrites précédemment.

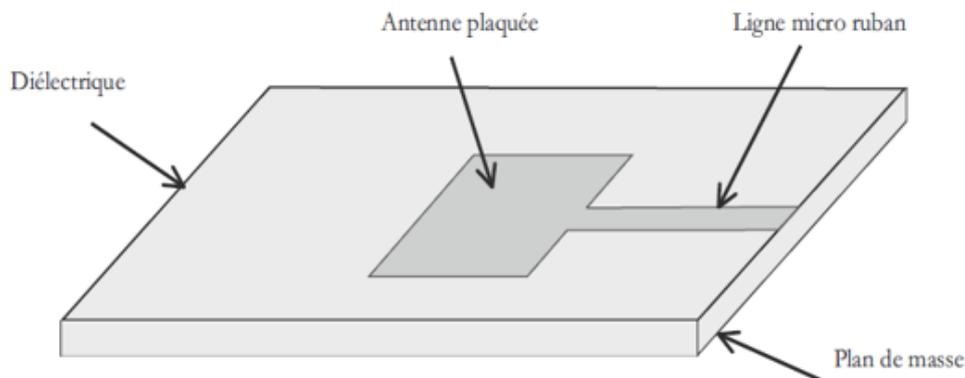


Figure I.9 Antenne plaquée [3]

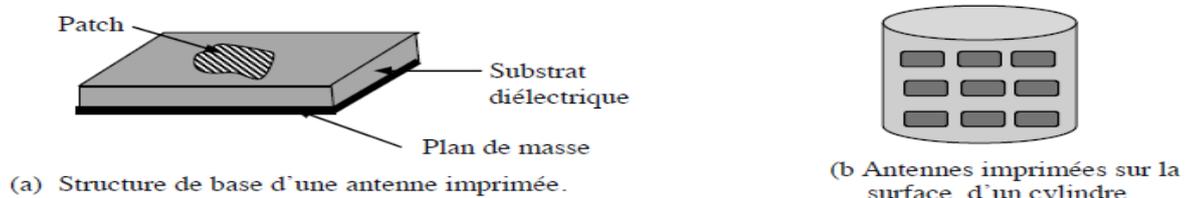


Figure I.10 Antennes imprimées [3]

### I.7 Notions de bases en hyperfréquence

Les ondes hyperfréquences ou microondes représentent des ondes électromagnétiques dont la longueur d'onde est de l'ordre du centimètre, et que l'on utilise notamment en technique radar et en transmission hertzienne (Figure I.11).

Les ondes radios, faciles à générer, peuvent parcourir de longues distances et pénètrent aisément à l'intérieur des immeubles. On comprend donc qu'elles soient largement utilisées pour les communications, en intérieur comme en extérieur [7].

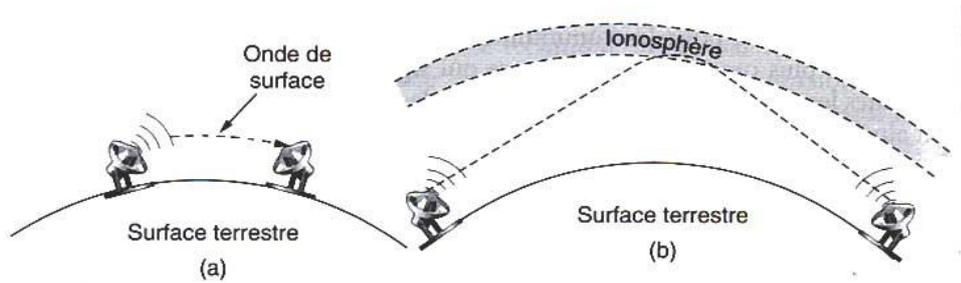


Figure I.11 Ondes hyperfréquences [7]

### I.7.1 Spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique (Figure I.12) décrit la répartition des ondes électromagnétiques en fonction de la fréquence ou de la longueur d'onde.

Lorsque les électrons sont en mouvement, ils créent des ondes électromagnétiques qui peuvent se propager dans l'espace (même dans le vide). Ces ondes ont été identifiées et prévues par un physicien anglais du nom de James Clerk MAXWELL en 1865 et observées pour la première fois par le physicien Heinrich HERTZ en 1887. [5]

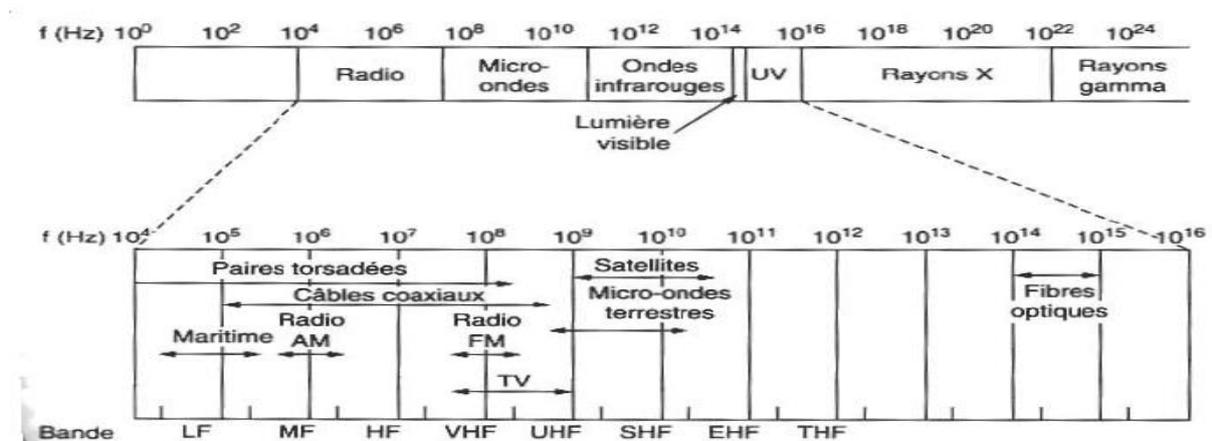


Figure I.12 Régions du spectre électromagnétique et les bandes associées [6]

Remarque : La plage de fréquence (8-12) GHz est appelée la **bande X**.

### I.7.2 Propriétés des ondes hyperfréquences

Les différentes propriétés des ondes microondes sont :

- La réflexion,
- l'absorption,
- la transmission,
- la diffusion,
- l'émission,
- la diffraction,
- la réfraction,
- la polarisation et l'effet Doppler

### I.8 Technologie planaire

Une ligne de transmission est un ensemble de plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique, d'une source (ou émetteur) vers une charge (ou récepteur).

Ces lignes peuvent être aussi exploitées pour réaliser des filtres, des transformateurs d'impédance, des coupleurs, des lignes à retard... [7].

Son principe est basé sur l'utilisation d'un substrat diélectrique supportant des plaques métallisées sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, comme par exemple la ligne microruban, la ligne coplanaire ou la ligne triplaque.

#### I.8.1 Technologie Microruban :

La technologie microruban est constituée d'un ruban métallique réalisé sur l'une des faces du substrat (un diélectrique de permittivité  $\epsilon_r$ ), et un plan de masse sur l'autre face, comme le montre la figure I.13. Les variations de formes (longueur et largeur) données à ce ruban et leur agencement, permettent de réaliser des fonctions de filtrage et différentes antennes [7].

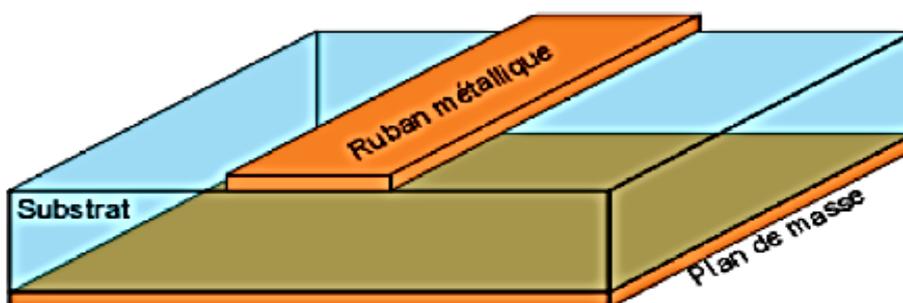


Figure I.13 : Vue tridimensionnelle d'une ligne microruban. [7]

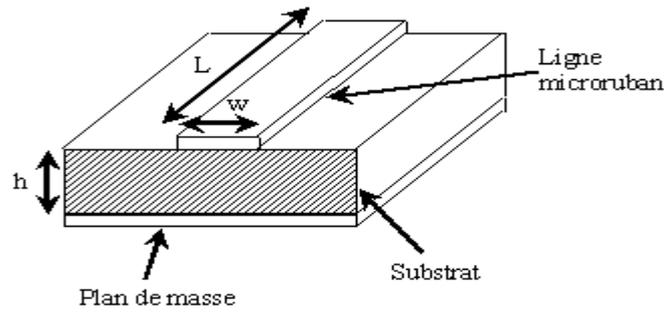


Figure I.14 Structure d'une ligne microruban [8]

La figure I.14 montre la structure d'une ligne microruban ou microstrip, où  $W$  est la largeur du ruban métallique,  $L$  sa longueur et  $h$  la hauteur du substrat.

Cette ligne est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photo lithographique, et également parce qu'elle permet une intégration simple des composants passives et actives par montage en surface. Dans une ligne microruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat (Figure I.15) [8].

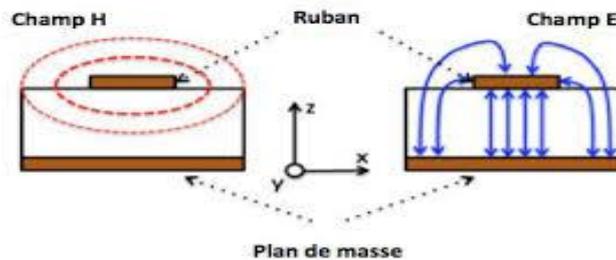


Figure I.15 : Ligne microruban [9]

### I.8.2 Technologie coplanaire

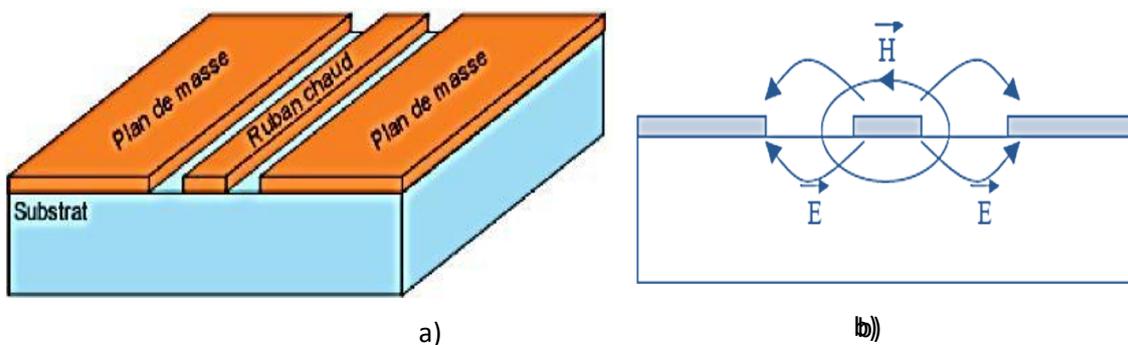


Figure I.16 : (a) Vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire et (b) Représentation des champs électromagnétiques du mode quasi TEM [10]

La technologie coplanaire se matérialise par une métallisation sur une seule face du substrat. La ligne est alors matérialisée par deux fentes gravées dans le métal comme le montre la figure I.16. Cette technologie a pour avantage de réduire encore les coûts de fabrication puisque tout est réalisé sur une seule face [11]. Les propriétés de quelques matériaux exploités comme substrat diélectrique sont présentés dans le tableau I.1.

Matériau	Alumine	Dupont 951 AT	Ferro A6S	Téflon
$\epsilon_r$	9.8	7.8	5.9	2.1
$\text{tag}\delta$ à 10 GHz	$10^{-3}$	1.5	1.2	$3 \cdot 10^{-4}$

Tableau I.1 Propriétés de quelques matériaux utilisés comme substrat

### I.8.3 La technologie triplaque

La technologie triplaque revient à noyer un ruban métallique dans un substrat, dont les deux faces ont été métallisées (Figure I.17).

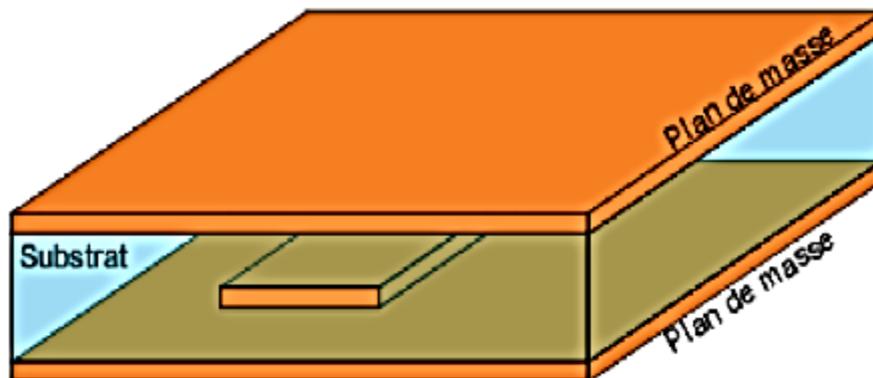


Figure I.17 : Vue tridimensionnelle d'une ligne triplaque [7]

Contrairement au coplanaire, on peut ajouter des vias métallisés tout au long de la ligne, pour relier les deux faces métallisées et les maintenir au même potentiel électrique. De plus, le fait de noyer la ligne dans le substrat permet de réduire considérablement les dimensions grâce à sa permittivité relative plus élevée. Par ailleurs, la métallisation des deux faces réduit les pertes par rayonnement. Les inconvénients du triplaque sont les coûts de réalisation plus élevés que les autres techniques planaires, et l'ajout de composants localisés est plus difficile à réaliser [7].

### I.8.4 Les techniques d'excitation

L'alimentation des antennes microruban ou patch, repose essentiellement sur deux classes d'excitation ; excitation avec contact et excitation sans contact. Dans les méthodes d'excitation avec contact, la puissance est acheminée aux patchs rayonnants en utilisant un élément de contact tels le câble coaxial et la ligne microruban. Dans la deuxième classe d'excitation, le couplage électromagnétique est utilisé pour transmettre la puissance de la ligne microruban au patch rayonnant. Les quatre techniques d'alimentation les plus utilisées sont la ligne microruban, la sonde coaxiale, le couplage par fente et le couplage de proximité [12].

#### I.8.4.1 Excitation avec contact

##### I.8.4.1.1 Sonde coaxiale

Le câble de la sonde coaxiale traverse le plan de masse et le substrat. Le conducteur central est connecté sur l'élément rayonnant, et le conducteur extérieur est connecté au plan de masse [13] comme le montre la figure I.18. Cette alimentation est très utilisée avec les patchs de formes circulaire et annulaire [14].

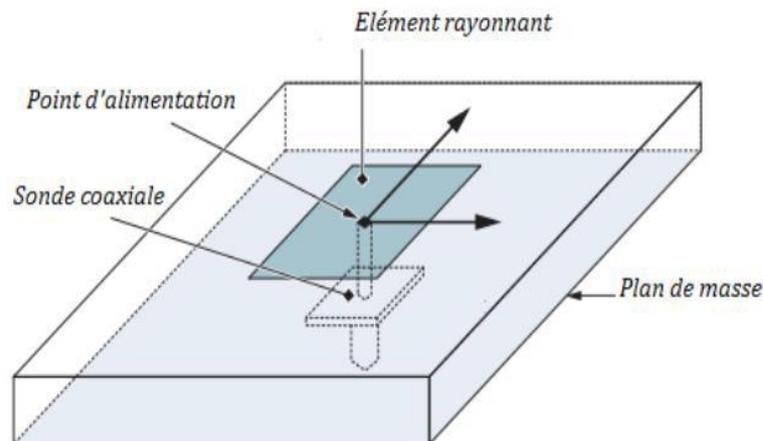
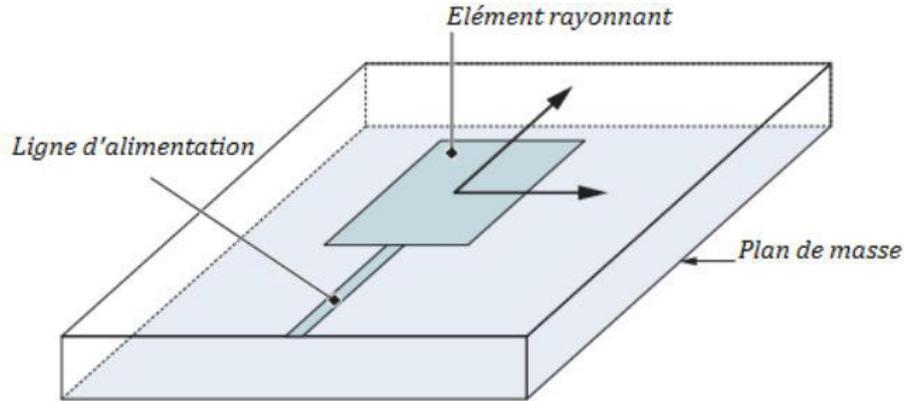


Figure I.18 : Alimentation du patch par un câble coaxial.

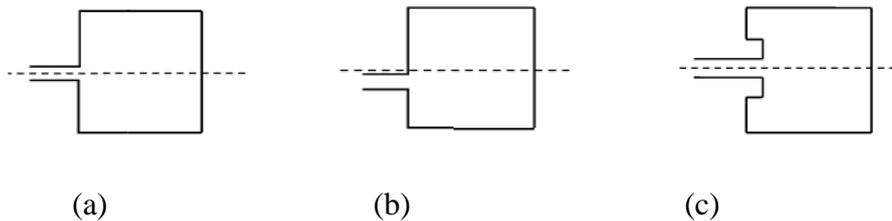
##### I.8.4.1.2 Ligne microruban

Faite par une ligne microruban de largeur plus petite par rapport au patch, cette ligne est gravée avec le patch en même temps (figure I.19). Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [14].



**Figure I.19 :** Alimention du patch par une ligne microruban

L'alimentation peut se faire par la connexion directe à une ligne microruban (Figure I.20), dont le point de jonction est situé sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie, si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats [13], [15], [16]. Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes.



**Figure I.20** L'alimentation par une ligne microbande axiale (a), décalée (b) et avec encoche (c).

#### I.8.4.2 Alimentation sans contact (par proximité)

##### I.8.4.2.1 Ligne microruban en sandwich

Une antenne plaquée peut être aussi alimentée par couplage électromagnétique de la ligne microruban à l'élément rayonnant. Dans ce cas, le résonateur et la ligne d'alimentation sont situés du même côté du plan de masse (Figure I.21). L'antenne est formée de deux substrats, avec une ligne microruban sur le substrat inférieur qui se termine en circuit ouvert sous le patch imprimé sur le substrat supérieur.

Le couplage électromagnétique a l'avantage de permettre la réalisation du patch rayonnant sur un substrat relativement épais, afin d'améliorer la bande passante, pendant que la ligne d'alimentation est imprimée sur un substrat plus mince, afin de réduire les rayonnements et les couplages parasites [17].

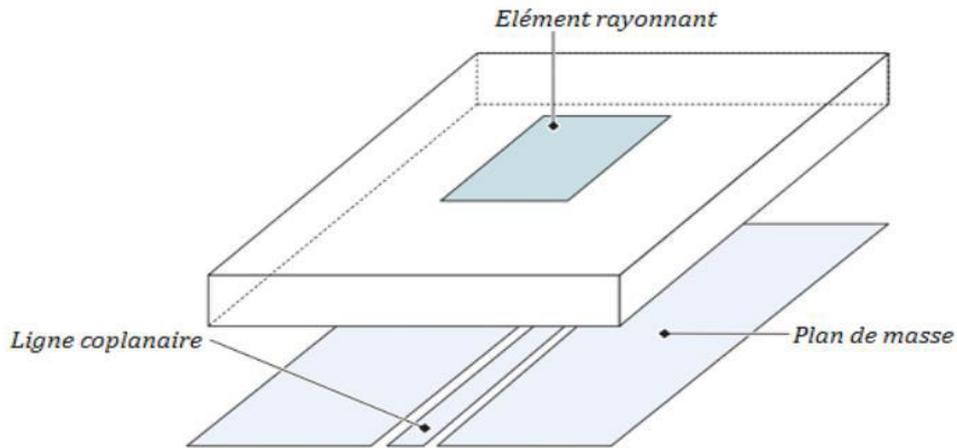


Figure I.21 : Alimentation du patch par un guide d'onde coplanaire.

#### I.8.4.2.2 Couplage par fente

Une ligne est disposée au-dessus du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous le patch afin que l'énergie amenée par la ligne soit communiquée à l'antenne (Figure I.22).

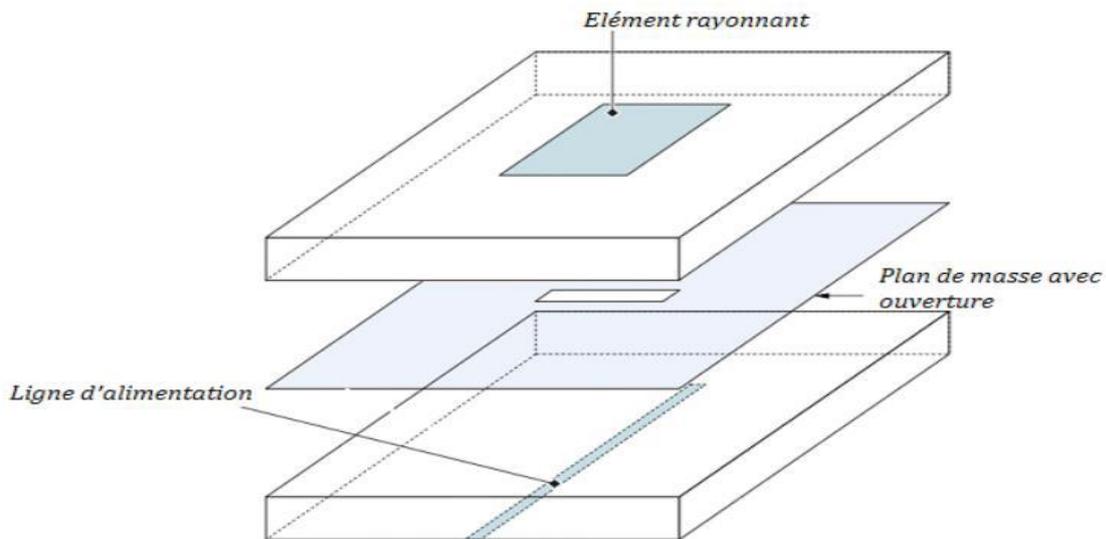


Figure I.22 : Alimentation du patch par le couplage par fente.

### I.9 Notions de filtre

Les filtres sont largement utilisés dans les circuits électroniques de traitement de signal. Ils sont particulièrement utilisés dans les systèmes de télécommunication et leur rôle est fondamental puisqu'il s'agit d'éliminer toutes les composantes parasites du signal utile, qui peuvent être assimilées à du bruit.

Le bruit peut provenir de sources diverses : il peut être externe, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même.

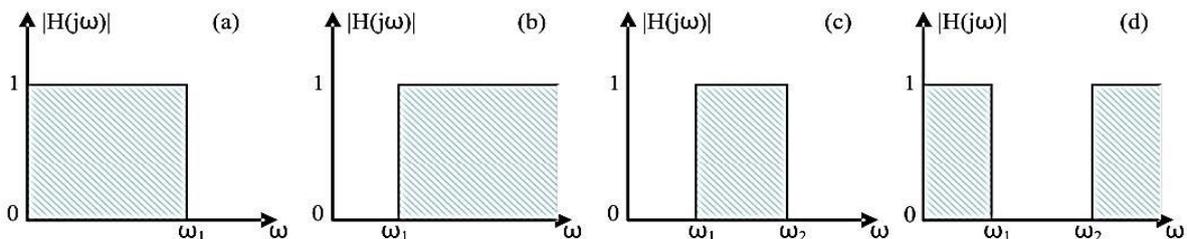
Le rapport signal sur bruit qui désigne la qualité d'une transmission d'information et qui définit ce rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit, est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. De plus, la séparation des parasites des signaux utiles est nécessaire car les signaux émis et reçus sont parasites les uns par rapport aux autres. Enfin, selon l'architecture retenue pour le système, l'apparition de fréquences parasites, dites images, est aussi un problème.

Dans tous ces cas, on fait appel à des techniques de filtrage [18].

### I.9.1 Classification des filtres

On distingue quatre familles de filtres en fonction de la position de la bande passante et des bandes atténuées :

- les filtres passe-bas (figure I.23(a)) qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence  $f_c$  (appelée fréquence de coupure).
- les filtres passe-haut (figure I.23(b)) qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure  $f_c$ .
- les filtres passe bande (figure I.23(c)) qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limites  $f_1$  et  $f_2$ .
- les filtres coupe bande (figure I.23(d)) qui sont les circuits duaux des filtres passe bande.



**Figure I.23** : Gabarits des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), Passe-bande (c) et coupe bande (d) [19]

Un tel filtre dont le gabarit en fréquence est présenté sur la figure II-23 (a) est pratiquement irréalisable [19], [20]. En effet, la réalisation d'un tel filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité [20].

### I.9.2 Fonction de transfert :

En général une fonction de transfert peut se mettre sous une forme polynomiale en fonction de la pulsation  $\omega$  (ou  $p = j\omega$ ) :

$$H(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + a_m p^m} \quad (I.27)$$

Ou encore :

$$H(p) = \frac{1}{1 + |D(p)|^2}$$

Où la fonction discriminante du filtre  $D(p)$  est définie par :

$$D(p) = \frac{T(p)}{H(p)} \quad (I.28)$$

La fonction de transfert  $T(p)$ , la fonction de réflexion  $H(p)$  et la fonction discriminante  $D(p)$  peuvent se mettre sous forme rationnelle, telle que [21] :

$$T(p) = \frac{R(p)}{Q(p)} \quad \text{et} \quad H(p) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(p)}{Q(p)} \quad \text{d'où} : D(p) = \varepsilon \frac{R(p)}{P(p)} \quad (I.29)$$

La relation de conservativité implique ensuite :

$$|Q(p)|^2 = |P(p)|^2 + |D(p)|^2 \quad (I.30)$$

Où  $\varepsilon$  est l'ondulation dans la bande et  $P(p)$ ,  $Q(p)$  et  $R(p)$  sont des polynômes à coefficients réels avec un coefficient égal à 1 pour le terme de plus haut degré.

Les fonctions de transfert les plus couramment utilisées sont :

- ✓ Les fonctions de Butterworth.
- ✓ Les fonctions de Tchebychev.
- ✓ Les fonctions pseudo elliptiques [22] [23].

### **Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons vu l'ensemble des notions nécessaires à la compréhension des hyperfréquences, les antennes, leurs différentes applications possibles, et une introduction aux notions de filtres.

Le chapitre suivant fera l'état d'une étude détaillée sur la conception et réalisation pratique d'un filtre microruban dans la bande X.

## **Chapitre II : Etude et réalisation d'un filtre passe-bande microonde dans la bande X**

### **II.1 Introduction**

En électronique, on a besoin de traiter les signaux provenant de différentes sources (antennes émettrices, capteurs, satellites...)

Les bruits indésirables provenant soit du canal de transmission, soit des composants qui constituent le circuit électronique peuvent se superposer à ces signaux. Ces derniers doivent donc être traités. Pour cela les filtres passe-bandes microondes sont une meilleure alternative due à leur gain théoriquement élevé.

L'objectif de ce chapitre est de présenter, concevoir et réaliser pratiquement un filtre microonde passe-bande. Les filtres sont des dispositifs passifs qui ont pour but de séparer ou d'éliminer des signaux situés dans des bandes de fréquence différentes, d'où les noms de filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande, ou stop-bande.

### **II.2 Filtres microondes**

L'avancée technologique a vu apparaître une nouvelle forme de filtre très efficace en réponse. La technologie microondes a fait ces preuves que ce soit du point de vue conception et miniaturisation que sur le plan d'utilisation de matériaux spécifiques et ce afin d'atteindre de meilleurs réponses du point de vue sélectivité, facteur de qualité et accordabilité en fréquence.

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils sont des dispositifs qui ont un rôle prépondérant dans le domaine des télécommunications. Ils ont pour fonction de séparer les signaux utiles des autres. Ils sont omniprésents et apparaissent dans presque tous les équipements (hormis les amplificateurs), dans toutes les opérations de multiplexage/démultiplexage et pour séparer les signaux émis et reçus lorsque l'antenne est commune aux voies émission et réception.

### **II.3 PRINCIPE GENERAL DU FILTRAGE HYPERFREQUENCE**

Aux hautes fréquences, les éléments localisés classiques (R, L, C) ne sont plus utilisés à cause des effets de propagation et de pertes. Les composants et circuits réalisant les fonctions de traitement du signal sont alors souvent constitués d'éléments distribués.

Des accès d'entrée/sortie des signaux ainsi qu'un ou plusieurs éléments résonnants en série ou en réflexion constituent un filtre passe-bande hyperfréquence tout en permettant la sélection fréquentielle du signal.

Le principe des filtres passe-bandes constitués d'éléments résonnants en série est basé sur la transmission de l'énergie du signal présenté à un des accès de la structure, d'élément en élément, jusqu'à un autre accès, si la fréquence du signal correspond à la fréquence de résonance de ces éléments (figure II.1(a)). Les filtres constitués d'éléments résonnants en réflexion (figure II.1(b)), sélectionnent le signal par réflexions partielles successives de l'énergie du signal, sur les éléments du dispositif. La combinaison en phase des signaux réfléchis est constructive ou destructive en fonction de leur longueur d'onde. Une autre approche consiste à associer des sections de guides d'ondes propageantes et évanescentes (figure II.1(c)), ce principe est généralement utilisé pour des filtres large bandes. Ces principes sont présentés sur la figure II.1 [18].

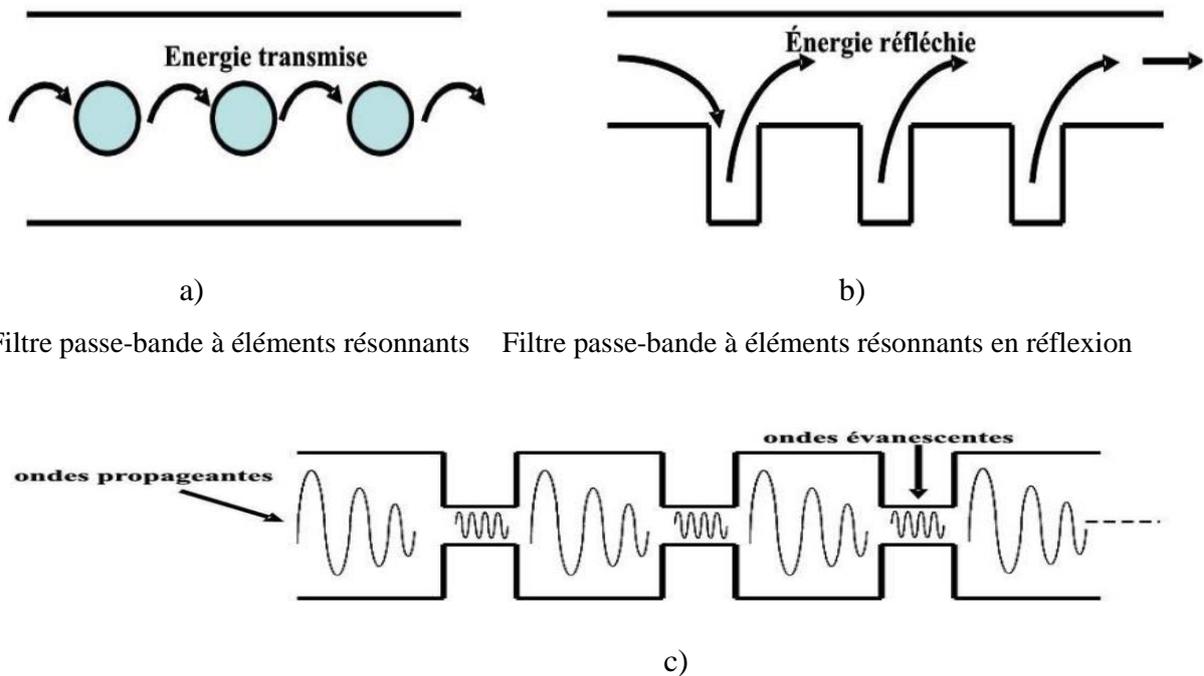


Figure II.1 : Principes de filtrage microonde passe bande [18]

### II.3.1 Notions de résonance

Les résonateurs permettent au système de transmettre ou recevoir une puissance maximale donc un pic de puissance.

Le champ électrique rayonné par une antenne patch carré est montré sur la Figure II.2.

Le champ  $E$  est considéré comme étant constant le long de  $W$ , et varie sinusoidalement selon  $L$ . La largeur  $W$  et la longueur  $L$  sont calculées en fonction de la fréquence de résonance de l'antenne. Elles sont données par les deux formules suivantes [24] [25] :

$$W = \frac{1}{2.Fr.\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (II.1)$$

$$L = \frac{c}{2.Fr.\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot \sqrt{\epsilon_0\mu_0}} - 2 \Delta l \quad (II.2)$$

Où

$F_r$  est la fréquence de rayonnement de l'antenne.

$\epsilon_r$  est la permittivité relative du diélectrique.

$\Delta l$  est la longueur supplémentaire nécessaire pour que  $L$  soit égal à  $\lambda/2$ .

$\epsilon_0$  est la permittivité dans le vide, elle est égale à :  $8,85 \times 10^{-12} \text{F/m}$ .

$\mu_0$  est la perméabilité dans le vide, elle est égale à :  $4\pi \cdot 10^{-7} \text{A/m}$

Pour avoir une antenne patch ultra large bande, il faut superposer plusieurs résonateurs avec des longueurs ( $L_r$ ) et des largeurs ( $W_r$ ) bien définie. Cette précision des valeurs de  $L_r$  et  $W_r$  donne la possibilité de réunir toutes les réponses élémentaires de chaque résonateur et obtenir à la fin une réponse large en termes de fréquence, ou, autrement dit, une large bande fréquentielle.

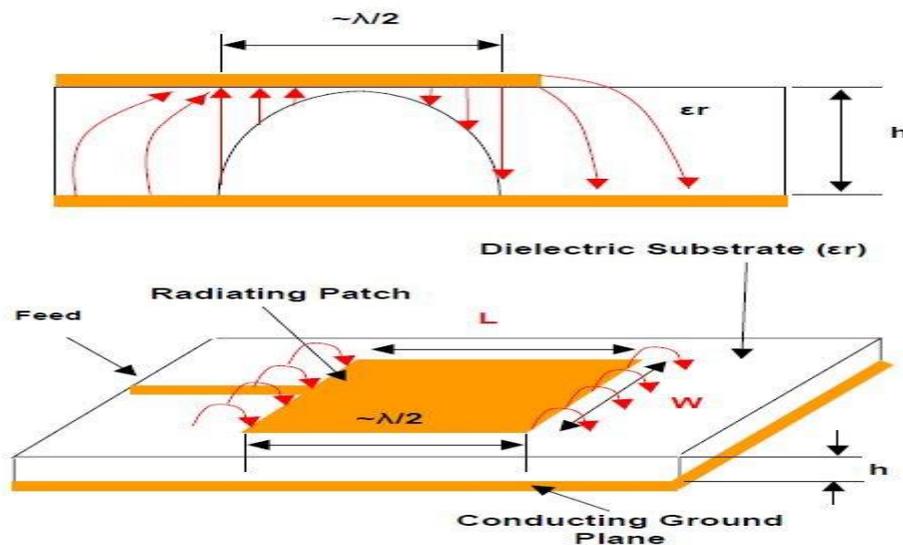


Figure II.2 Champ électrique rayonné par une antenne Patch rectangulaire [24]

### II.3.2 Ordre du filtre

L'ordre du filtre c'est-à-dire le nombre de résonateurs qui le constituent peut être calculé grâce à l'équation ci-dessous [26] [27] :

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}-1}}{10^{0.1L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} \quad (\text{II.3})$$

Où  $n$  est l'ordre du filtre,  $L_{As}$  est le niveau de rejection hors-bande à la pulsation  $\Omega_s$  et  $L_{Ar}$  est l'amplitude maximale de l'ondulation.  $\Omega_s$  correspond à la fréquence de rejection après transformation avec l'équation II.4 :

$$\Omega_s = \frac{1}{FBW} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (\text{II.4})$$

Où  $f_0$  est la fréquence centrale et FBW est la bande passante relative.

Pour une transformation passe-bas  $\implies$  passe-bande, la transformation requise est exprimée par l'équation II.4

### II.4 Caractéristiques du filtre passe-bande microonde

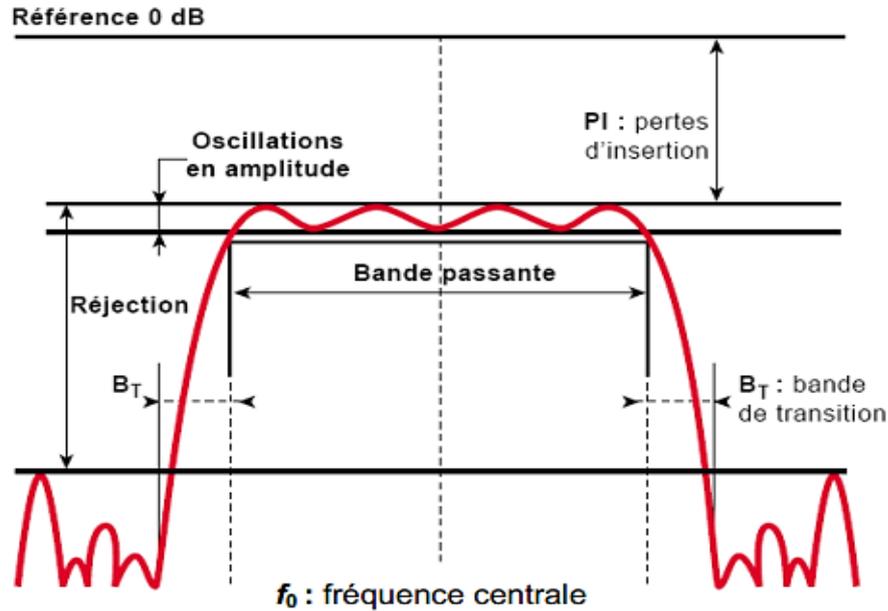
Les filtres passe-bande (Figure II.3) ont quelques caractéristiques additionnelles comparativement aux filtres passe-bas et passe-haut.

Ces paramètres sont :

- **Fréquence centrale  $\omega_0$**  : C'est la fréquence à laquelle la fonction de transfert du filtre est purement réelle. On l'appelle aussi la fréquence de résonance. La fréquence centrale est la moyenne géométrique des fréquences de coupure basse ( $\omega_{c1}$ ), et haute ( $\omega_{c2}$ ) ;  

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}. \quad (\text{II.5})$$
- Pour un filtre passe-bande, l'amplitude de la fonction de transfert est maximale à la fréquence centrale.
- **Largeur de bande  $\beta$**  : C'est la largeur de la bande passante.

- **Facteur de qualité  $Q$**  : C'est le rapport entre la fréquence centrale et la largeur de bande. Le facteur de qualité est une mesure de la largeur de la bande passante indépendamment de la fréquence centrale et représente la sélectivité du filtre [28].



**Figure II.3** : Réponse d'un filtre passe-bande avec ses principales caractéristiques.

Les ondulations dans la bande passante (figure II.3) ou en anglais « band ripple », sont aussi un paramètre critique qui ne doit pas dépasser 0.5 dB pour garantir un niveau de puissance quasi-homogène du signal à la sortie du filtre.

La réjection ou le niveau d'atténuation hors bande est un troisième facteur important dans la notion de filtrage qui évite les interférences entre deux canaux adjacents de communication surtout pour des cas critiques où les bandes de séparation sont faibles. En conséquence, les bandes de transition (figure II.3) doivent être les plus étroites possibles ramenant à des facteurs de qualité élevés [29]

### II.5 Conception d'un filtre assisté par ordinateur

Comme dans beaucoup de domaines, technologiques ou non, l'utilisation de simulateur comme aide à la conception devient incontournable. Les coûts de production d'un filtre hyperfréquence peuvent aller de la centaine d'euros à plusieurs dizaines de milliers d'euros pour un seul exemplaire.

Le risque d'erreur dans la conception doit donc être réduit à son maximum, d'où le grand intérêt des simulateurs électromagnétiques.

Dans la conception de notre filtre passe-bande, nous avons utilisé deux outils de simulations : le simulateur électromagnétique CST et le simulateur de circuit ADS.

### **II.5.1 Filtre microonde passe-bande (8-12) GHz**

La conception du filtre microonde passe-bande opérant dans la bande X (8-12) GHz a été basée les résonateurs mentionnés plus haut.

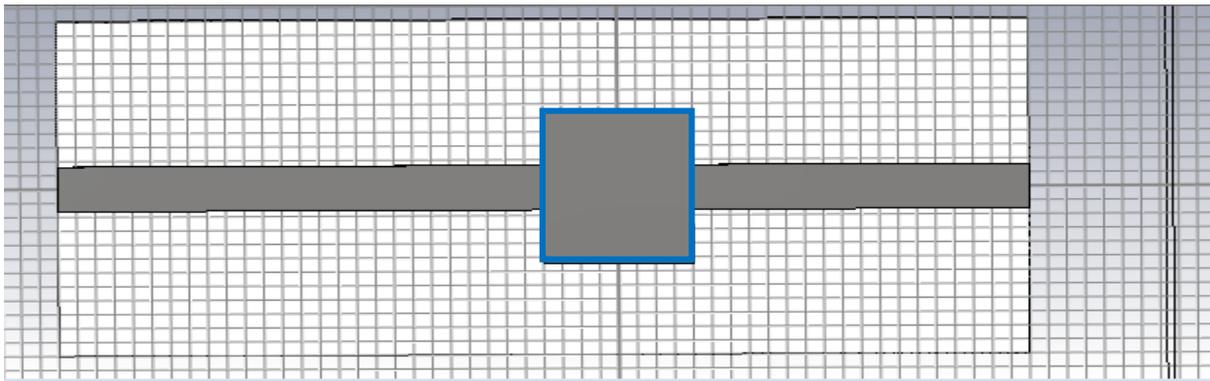
#### **II.5.1.1 Résonateur électrique en hyperfréquence**

Dans tout milieu diélectrique, homogène ou inhomogène, entièrement entouré d'un conducteur idéal, les équations de Maxwell n'admettent de solutions non nulles que pour certaines fréquences particulières dites « fréquences de résonance ». Une telle enceinte fermée est appelée « cavité résonnante ou résonateur ».

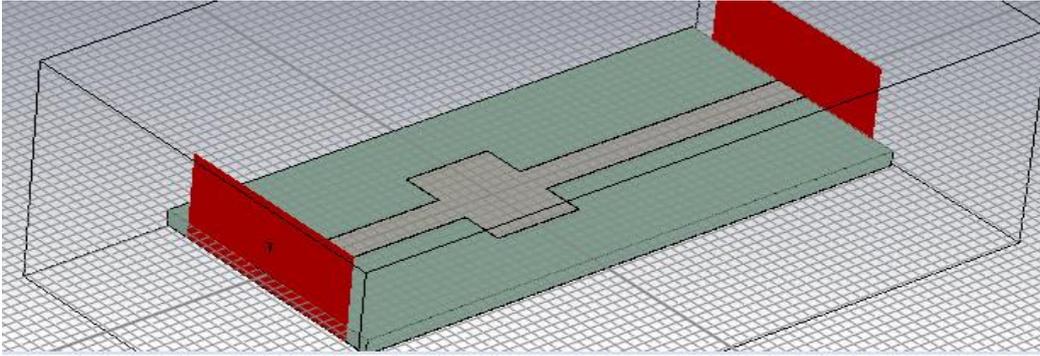
La structure à base de résonateurs résonne à la fréquence de résonance. La longueur et la largeur de chaque résonateur peuvent être calculées par la formule (II.1) et (II.2)

A chaque résonance correspond un pic de puissance (puissance maximale transmise), alors en utilisant plusieurs résonateurs, nous pouvons couvrir une bande de fréquence donnée.

La figure II.4 illustre un exemple de résonateur, la structure possède un seul résonateur (limité par le contour bleu) et sur la figure II.5 on remarque une transmission maximale à la fréquence 9.14 GHz.



(a)



(b)

Figure II.4 (a) Vue en face (b) vue en perspective de la structure comportant un seul résonateur

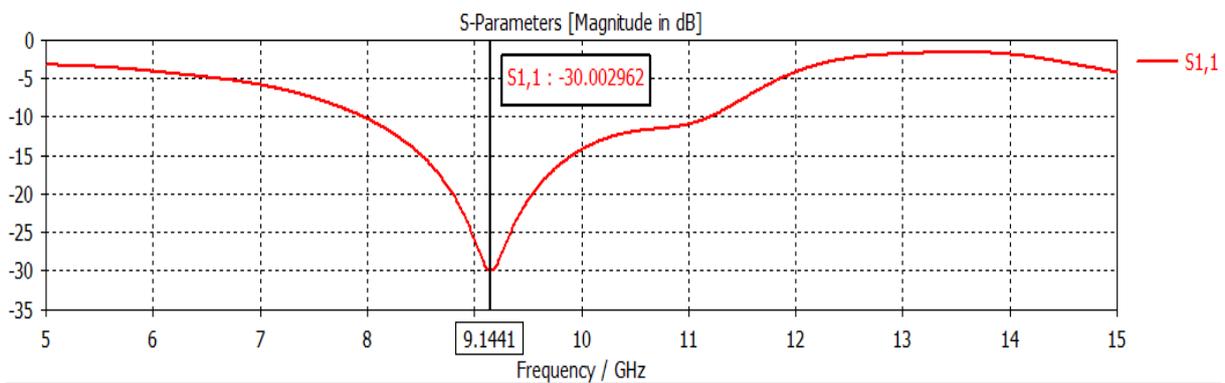


Figure II.5 Coefficient de réflexion S11 obtenu d'un filtre possédant un résonateur.

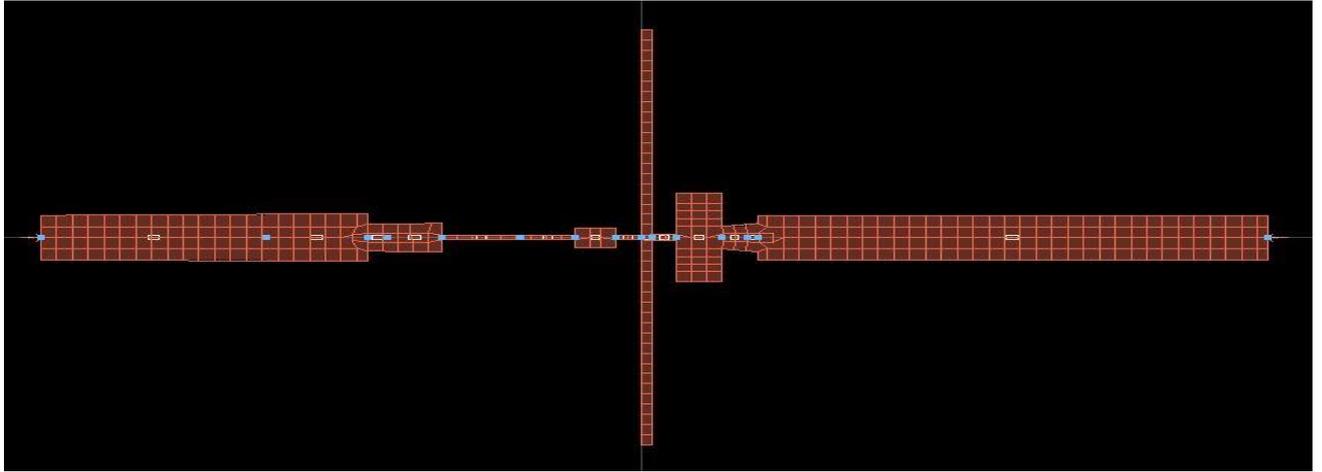
Partant de ce principe, nous pouvons concevoir notre filtre passe-bande fonctionnant dans la bande (8-12) GHz en utilisant plusieurs résonateurs.

### II.5.1.2 Conception du modèle

Le diélectrique utilisé possède les propriétés suivantes :

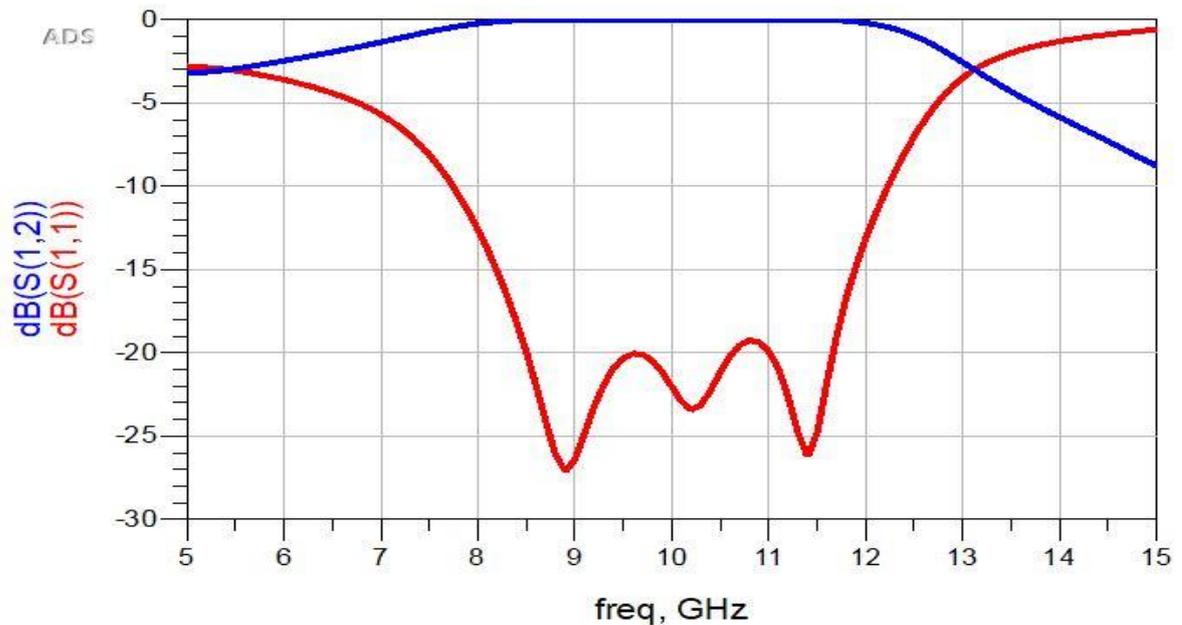
- ✓ La permittivité relative  $\epsilon_r = 4.3$ .
- ✓ Les pertes tangentielles  $tg\delta = 0.025$ .
- ✓ La hauteur du substrat  $h = 1.65$  mm.

Figure II.6 illustre la structure du filtre microonde fonctionnant dans la bande X.



**Figure II.6** Filtre microonde passe-bande en bande X

Les résultats de simulation de ce filtre ci-dessus, à l'aide du logiciel ADS, donnent les coefficients de transmission et de réflexion illustrés dans la figure II.7.

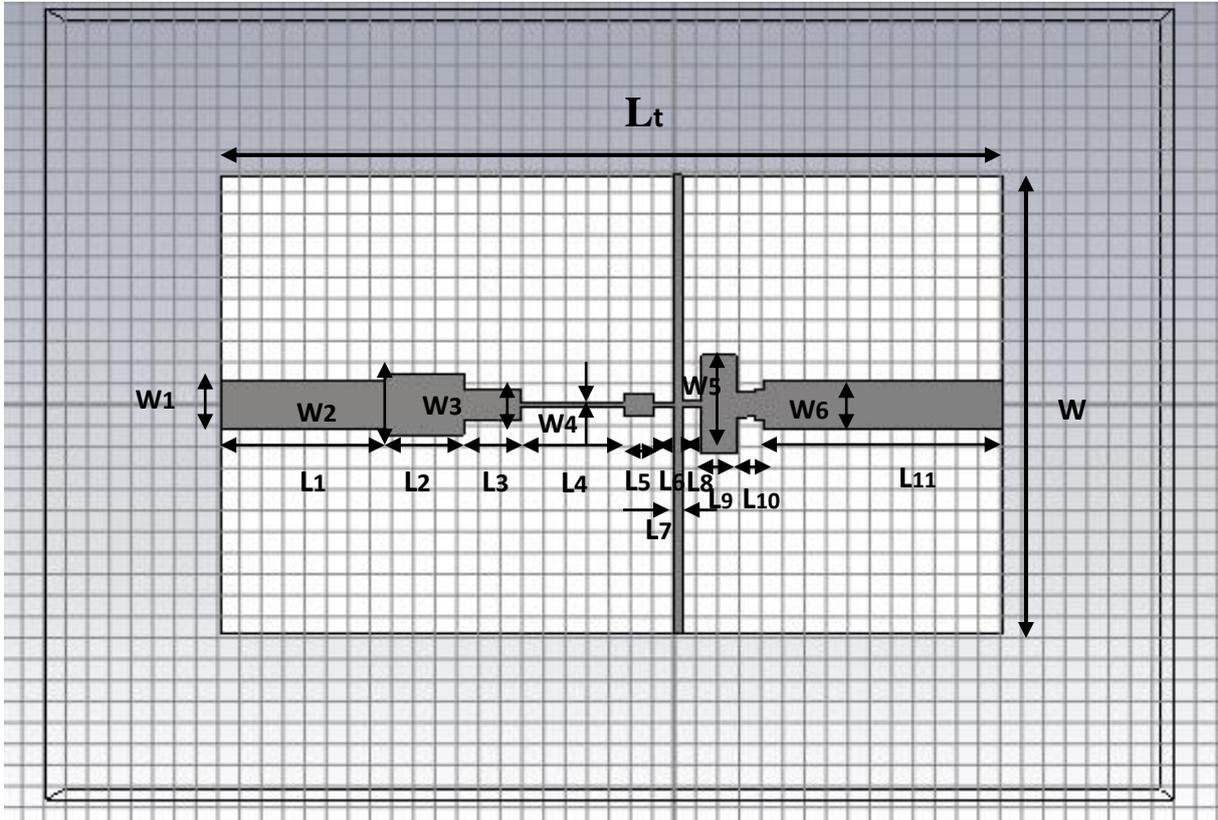


**Figure II.7** : Résultats de simulation du filtre microonde opérant dans la bande X.

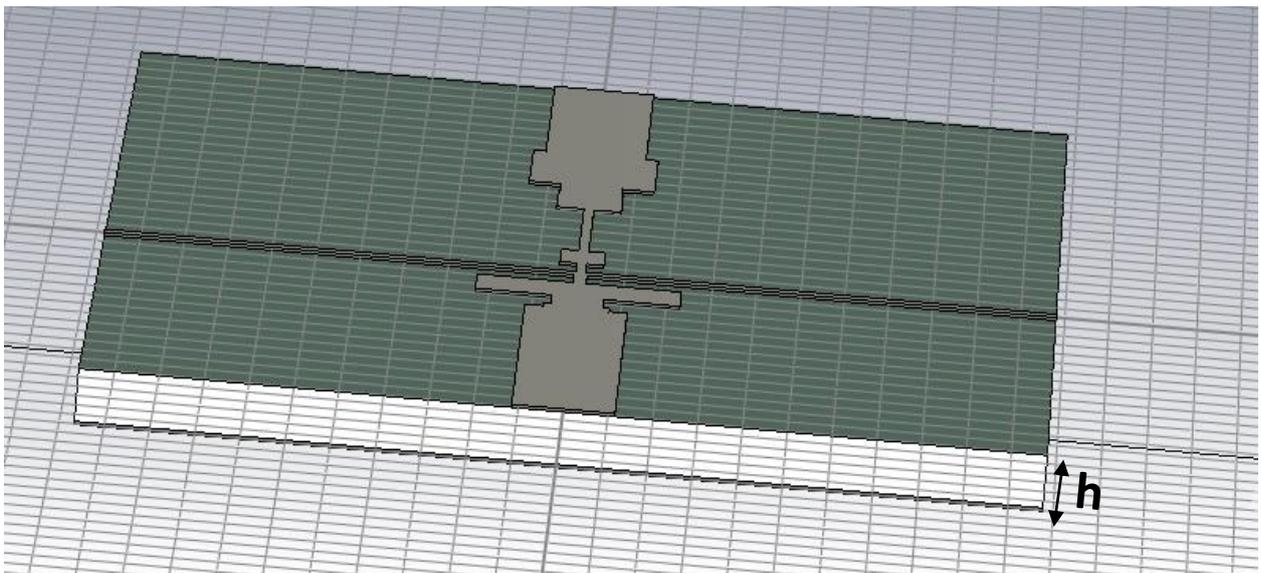
D'après la figure II.7, nous observons que dans la plage [0 – 8] GHz la transmission est pratiquement nulle et la réflexion est presque totale. Nous remarquons ainsi qu'on ne peut avoir une transmission qu'à partir de la fréquence de coupure  $f_c=8$  GHz. À partir de cette fréquence de coupure, nous remarquons qu'il y a une légère stabilité du coefficient de transmission d'une part, d'autre part le coefficient de réflexion présente deux pics.

La fréquence de coupure représente un coefficient de réflexion  $S_{11}$ , noté  $S(1,1)$  égal à  $-12,5$  dB et un coefficient de transmission  $S_{12}$ , noté  $S(1,2)$  presque nul. Cette analyse nous permet de dire que ce filtre est bien adapté dans la bande X.

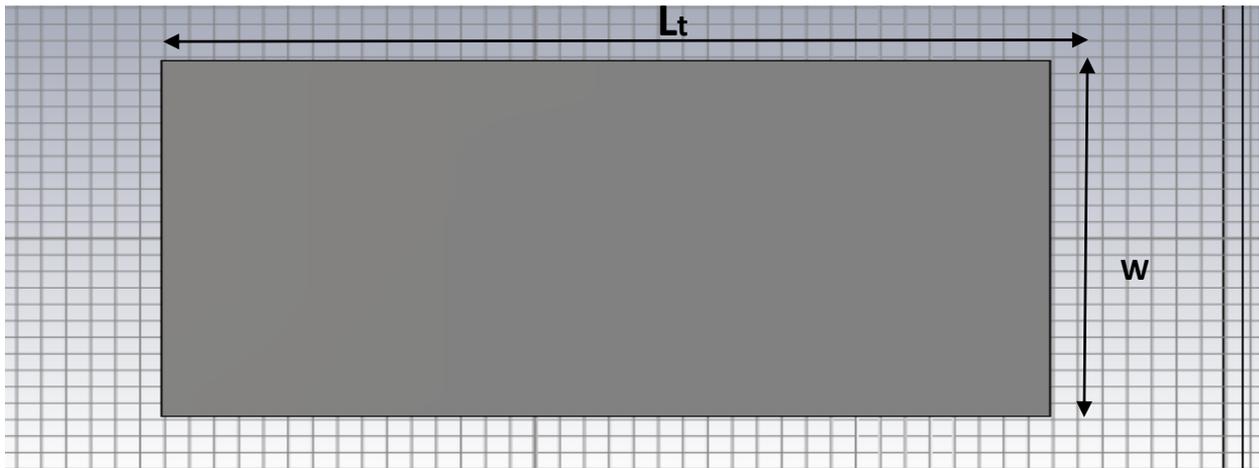
La figure II.8 représente la structure de ce même filtre (en utilisant **CST Studio Suite**) vue de face, en perspective et son plan de masse fonctionnant dans la bande X.



(a) Vue de face



(b) : Vue de devant du filtre



(c) : Vue de dessous du filtre

**Figure II.8** Filtre réalisé sous CST

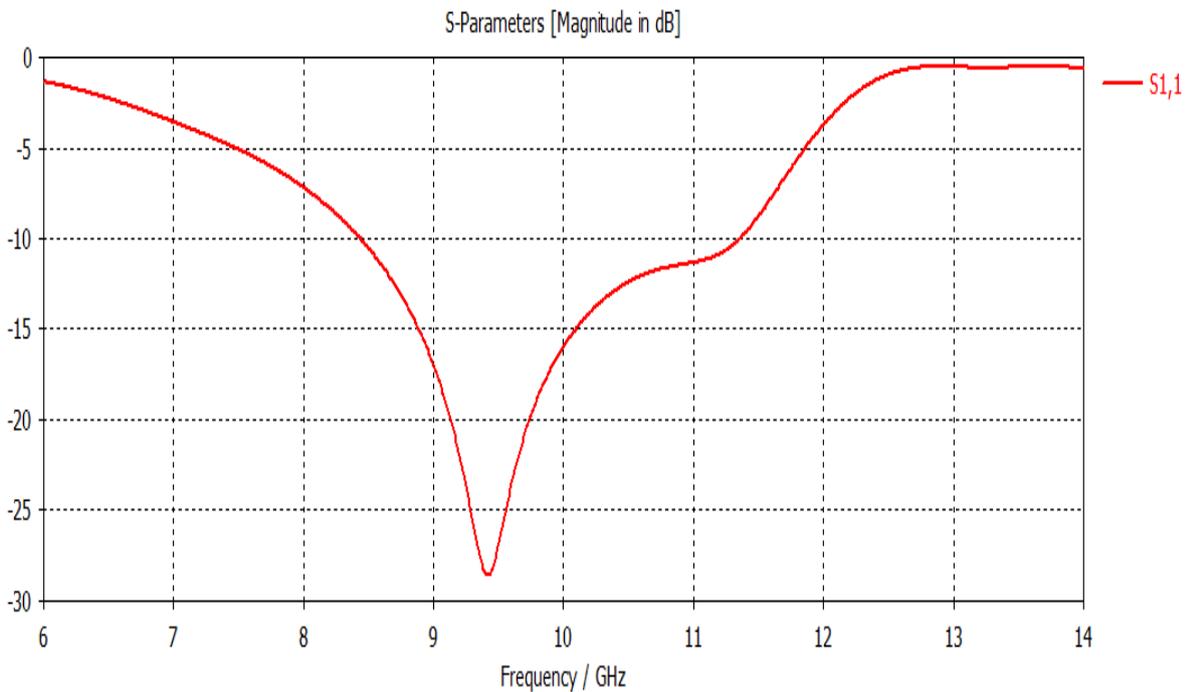
Le substrat utilisé est l'époxy caractérisé par une permittivité relative  $\epsilon_r = 4.3$ . Le tableau II.1 présente les paramètres géométriques du filtre proposé.

Grandeur	Valeur numérique (mm)
L1	11
L2	5
L3	4
L4	6
L5	2
L6	1
L7	0.11
L8	1
L9	2.6
L10	2
L11	14
Lt	49
W1	0.4

<b>W2</b>	0.5
<b>W3</b>	0.3
<b>W4</b>	0.1
<b>W5</b>	2.6
<b>W6</b>	0.4
<b>W</b>	30
<b>H</b>	1.65

**Tableau II.1** Paramètres géométriques du modèle

Sur la figure II.9 est illustré le résultat du coefficient de réflexion S11, noté S1,1 sous **CST Studio Suite**.



**Figure II.9** Coefficient de réflexion du filtre sous CST

Nous représentons sur la figure II.9 la variation du coefficient de réflexion S11 à l'entrée de filtre en fonction de la fréquence. On a une bonne adaptation, le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB de (8.42 à 12.34) GHz

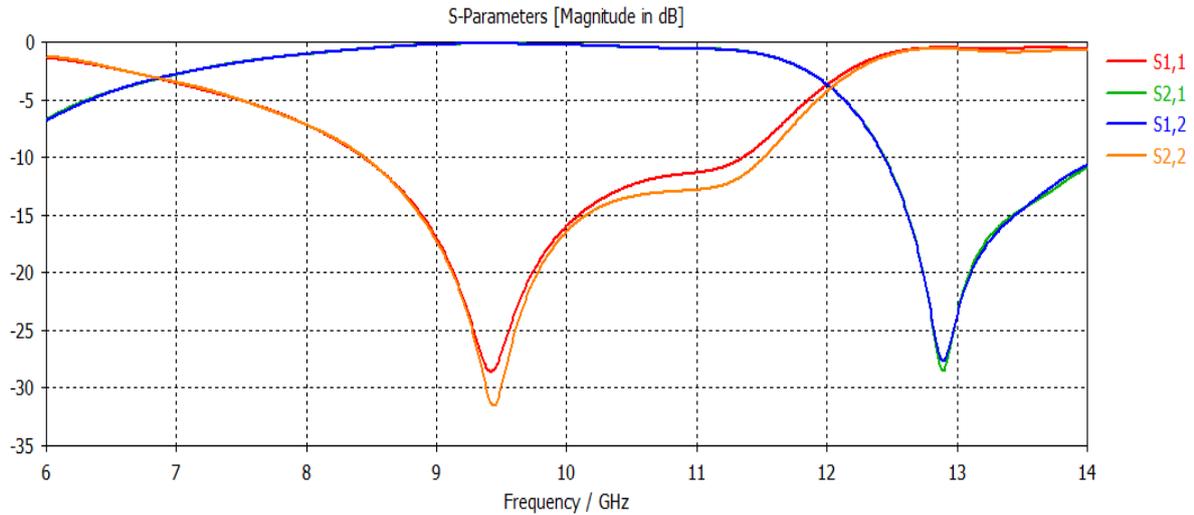


Figure II.10 Présentation de paramètres S du filtre

La figure II.10 illustre les paramètres S du filtre obtenu pour une fréquence allant de 6 à 14 GHz. Nous remarquons que le filtre est bien adapté à partir de 8.4 GHz avec un  $S_{12}$  minimale de -3.42 dB dans toute la bande X. Plus on augmente en fréquence dans la bande X et plus le coefficient de transmission sera meilleur jusqu'à ce qu'on sort de cette bande, une fois hors de la bande le coefficient  $S_{12}$  commence à diminuer jusqu'à ce que le signal ne sera plus traitable.

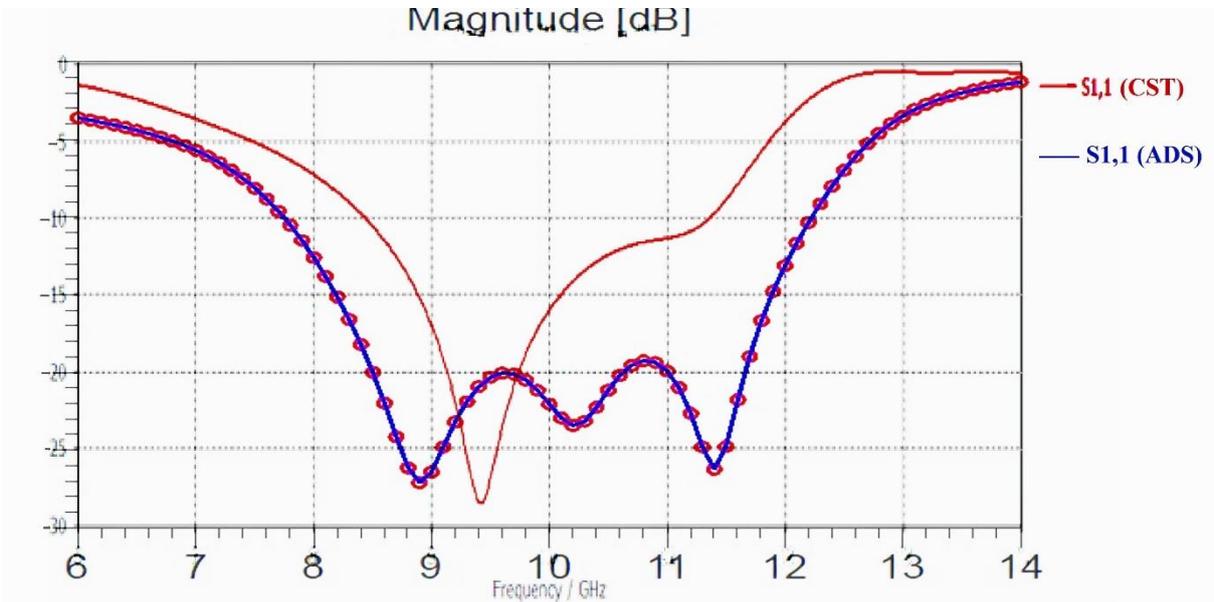
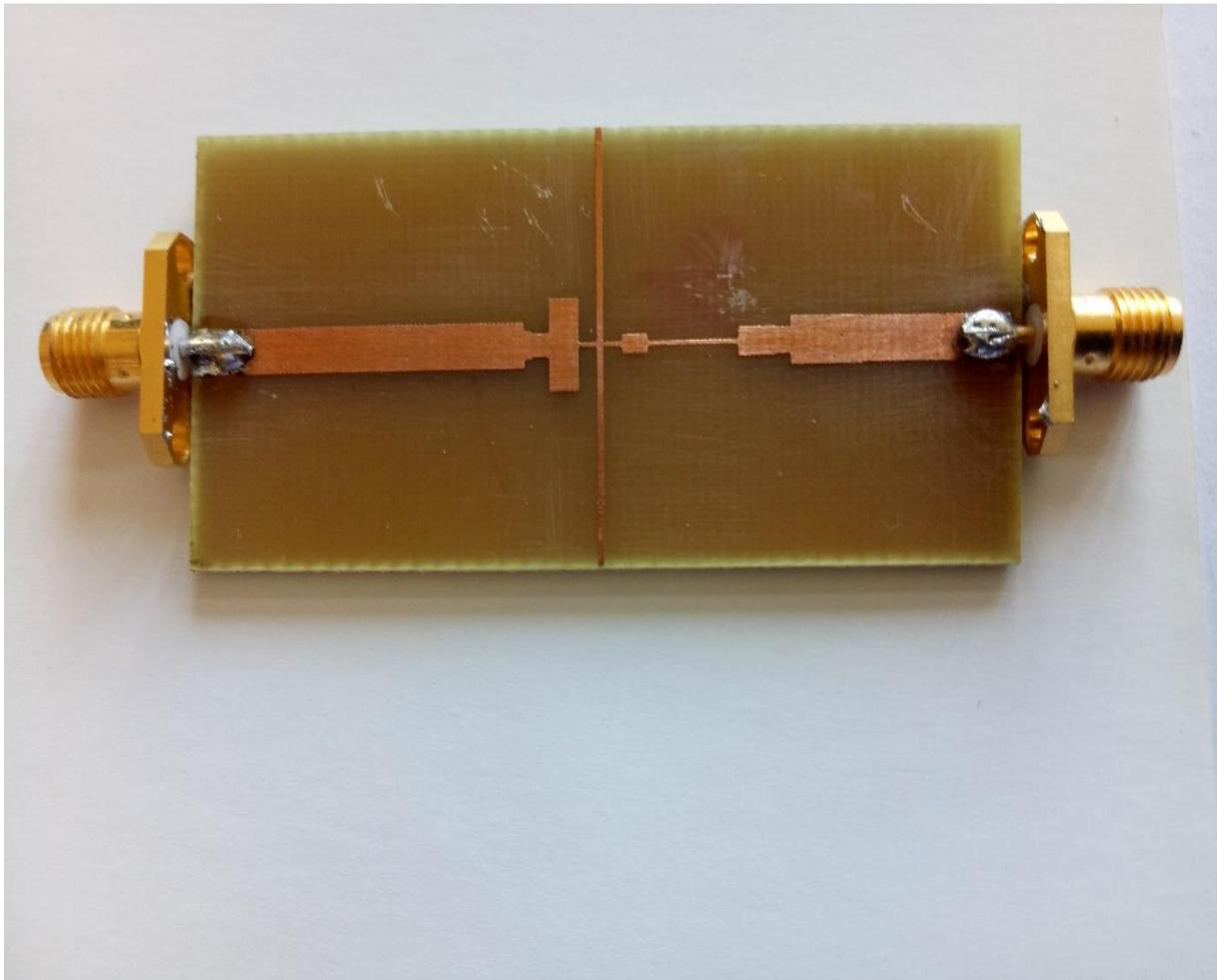


Figure II.11 Présentation de  $S_{11}$  du filtre sous ADS et CST

D'après la figure II.11, il apparaît clairement que le coefficient de réflexion  $S_{11}$  sous ADS est presque en concordance avec celui de CST Studio Suite. ET nous remarquons que les deux résultats travaillent bien dans la bande X

### II.6 Réalisation pratique

Au laboratoire du département de télécommunication, nous avons pu réaliser le filtre proposé. La figure II.12 montre la structure réalisée. Malheureusement, par manque d'une sonde de couplage adaptée à l'analyseur de réseau, nous n'avons pas pu faire les mesures des paramètres S pratiques.



**Figure II.12** Filtre réalisé au laboratoire de télécommunication

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une manière générale le principe de base pour la conception d'un filtre en technologie microruban.

Après la simulation par ADS et CST, nous pouvons confirmer une cohérence des résultats obtenus par ces deux méthodes. Ensuite, nous avons réalisé la structure du filtre au laboratoire. Malheureusement, nous n'avons pas pu faire des mesures pratiques sur cette structure, à cause du manque d'une sonde adaptée à l'analyseur de réseau.

Par rapport aux autres technologies les structures planaires sont plus avantageuses en termes de taille, de coût, d'intégration et de flexibilité.

Dans le troisième chapitre, nous allons simuler, réaliser, et discuter la structure d'une antenne microruban opérant dans la bande (8-12) GHz

### Chapitre III : Conception et réalisation d'une antenne dans la bande X

#### III.1 Introduction :

En utilisant des antennes, ingénieur et physicien allemand Heinrich Hertz réussit à produire en 1888, les ondes électromagnétiques (prédites par les équations de **Maxwell**) dont la longueur était un million de fois plus grande que celle de la lumière visible. Quel que soit sa fréquence de fonctionnement, sa structure physique, le rayonnement des antennes est caractérisé par des propriétés communes décrites par les équations de Maxwell [30].

La réduction des coûts de fabrication et l'amélioration des propriétés électriques sont des paramètres fondamentaux qui préoccupent les chercheurs depuis des années. Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour répondre à ces critères.

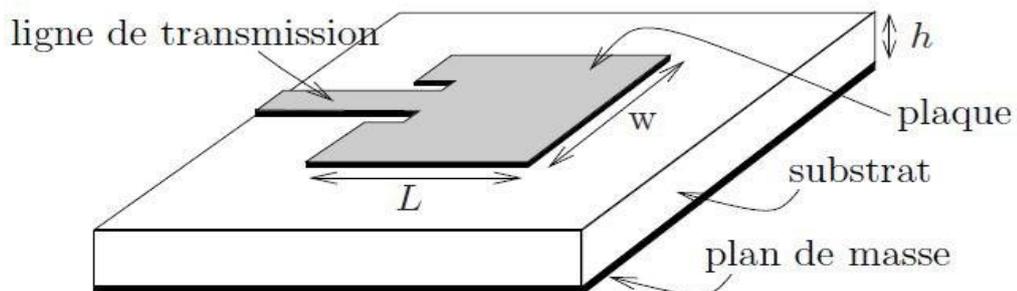
Dans ce chapitre nous présentons le résultat de la simulation sous CST d'une antenne imprimée fonctionnant dans la bande X (8-12) GHz.

Les systèmes seront décrits afin d'expliquer les points sensibles à prendre en compte lors de la conception des antennes microrubans.

#### III.2 Caractéristiques des antennes microruban :

La technologie microruban s'est développée principalement parce qu'elle montre plusieurs avantages tels qu'un faible coût de production, un bon facteur de qualité et une facilité d'intégration aux circuits de télécommunication.

L'antenne plaquée, appelée aussi antenne patch est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, une gravure métallique permet de supporter des courants de surface qui créent le rayonnement électromagnétique (figure III.1). Les courants sont amenés du générateur à l'antenne par une ligne microruban [31] [32].



**Figure III.1** Structure générale d'une antenne micro ruban [25] [33]

Les paramètres physiques et géométriques liés à cette structure sont :

- La permittivité relative du substrat diélectrique ( $\epsilon_r$ ).
- La tangente des pertes ( $tg\delta$ ) dans ce même substrat, avec dominance des pertes par effet joule.
- L'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre).

Les dimensions de l'élément rayonnant (L, W).

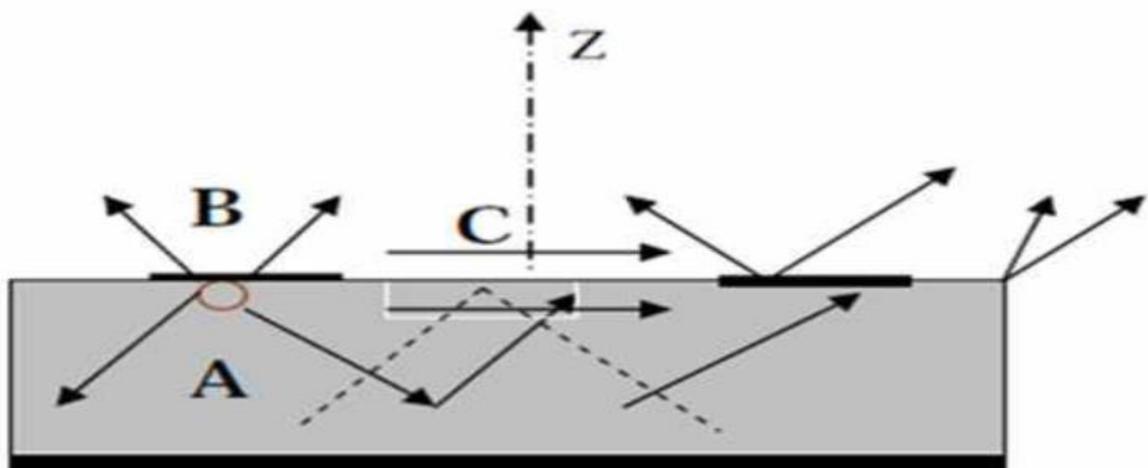
Les substrats exploités dans la conception des antennes patchs sont nombreux. Leurs permittivités relatives varient de **1 à 12** ( $1 < \epsilon_r < 12$ ). Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité ( $\epsilon_r < 3$ ) et une faible perte diélectrique ( $tg\delta < 10^{-3}$ ) dans le but d'avoir une grande efficacité, une large bande passante.

Mais dans ce cas les pertes par onde de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante.

En conséquence, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits microondes parce qu'elle minimise les ondes de surfaces, les radiations non désirées et le volume de l'antenne. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat.

### III.2.1 Mécanisme de rayonnement

Pendant que l'antenne microruban fonctionne, on distingue trois types d'ondes susceptibles de se propager (figure III.2) : Onde guidée (A), Onde rayonnée (B), Onde de surface (C) [34].



**Figure III.2 :** Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe). [35]

### III.2.1.1 Ondes guidées

Le champ électromagnétique s'accumule dans le substrat entre les deux plans conducteurs, cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne microruban.

### III.2.1.2 Ondes rayonnées

Dans l'air, au-dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Ce dernier paraît surtout être émis par le voisinage des arêtes, puisque les courants surfaciques circulent sur la face inférieure du patch (côté diélectrique). C'est pourquoi certains modèles considèrent le rayonnement d'un ensemble de fentes fictives situé sur le pourtour de l'antenne.

### III.2.1.3 Ondes de surface

Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante et reste piégés à l'intérieur du diélectrique. Il s'agit du mécanisme de la réflexion totale, dont font usage les fibres optiques. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement vers le haut de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (point C), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite, et si on a un réseau de deux antennes côte à côte par exemple, l'onde de surface peut créer un couplage entre les éléments du réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être perturbé par la présence d'onde de surface, notamment au niveau des lobes secondaires [34].

## III.3 Les applications des antennes microrubans

Vu l'explosion technologique dans les télécommunications et les recherches scientifiques concernant les antennes imprimées, vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes microondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microrubans 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.

### III.4 Avantages et les inconvénients des antennes imprimées :

Avantages	Inconvénients
Faible poids.	Bande passante étroite,
Limitation du risque de panne.	Faible efficacité, spécialement pour les antennes court-circuitées à microrubans ;
Faibles coûts de fabrication, production en masse possible.	Faible gain,
Polarisation linéaire et circulaire.	Faibles puissances (quelques dizaines de watts).
Antennes multi bandes, multi polarisations possibles.	Rayonnement parasite de l'alimentation.
Simple, Robustes et non encombrants.	Circuit d'alimentation parfois très complexe.

**Tableau III.1** Avantages et Inconvénients d'une antenne imprimée

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation.

### III.5 Conception d'une antenne microruban

Le modèle qu'on a proposé est considéré comme étant une antenne patch ultra large bande, car elle couvre la bande X relative aux bandes de la radiocommunication.

Comme le filtre passe-bande, présenté au deuxième chapitre, nous avons utilisé plusieurs résonateurs afin de réaliser notre antenne opérant dans la bande X.

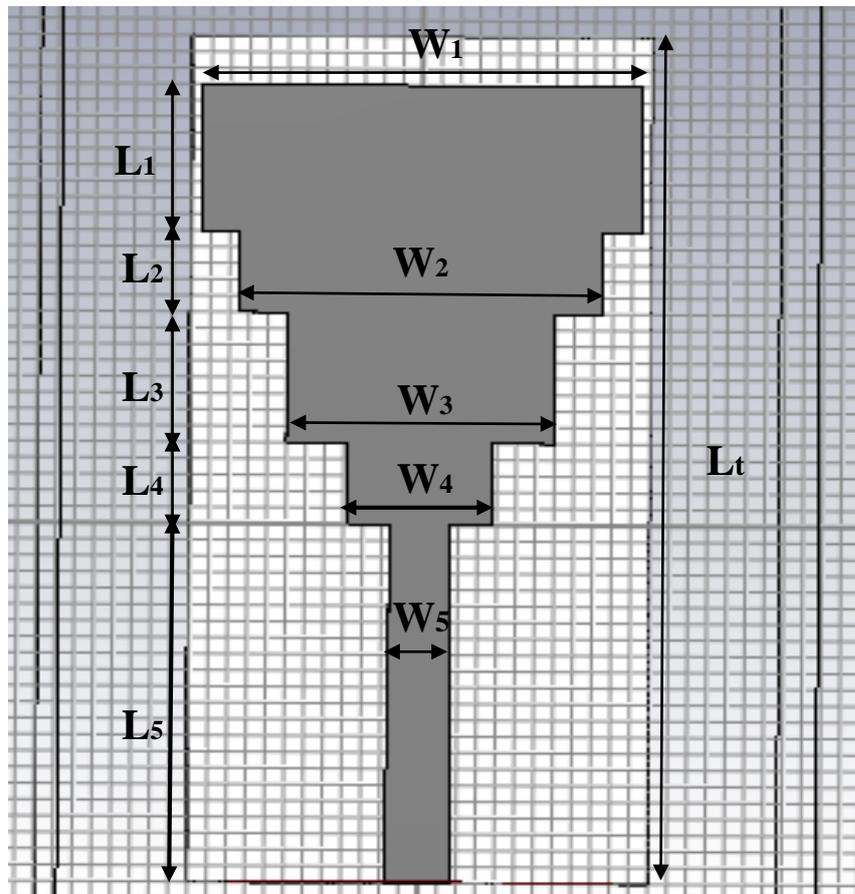
Comme le filtre passe-bande au deuxième chapitre, nous avons utilisé plusieurs résonateurs afin de réaliser notre antenne opérant dans la bande X

### III.5.1 Simulation de l'antenne

Dans cette section nous allons effectuer la simulation de l'antenne sous l'environnement de simulation CST afin d'apprécier le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et les caractéristiques de rayonnement de l'antenne microruban en champ lointain. Pour cela nous présentons sur le tableau III.2 les paramètres prédéfinis du substrat et du conducteur utilisé.

Substrat FR-4 (lossy)	Conducteur : PEC
$\epsilon_r=4.3$	$\rho=8930Kg/m^3$
$tg \delta =0.018$	$\sigma=5.8 \cdot 10^7 S/m$
$h=1.65 mm$	$t=0.05 mm$

**Tableau III.2** : Valeurs des paramètres prédéfinis du substrat et du conducteur



**Figure III.3** Les dimensions des différents résonateurs

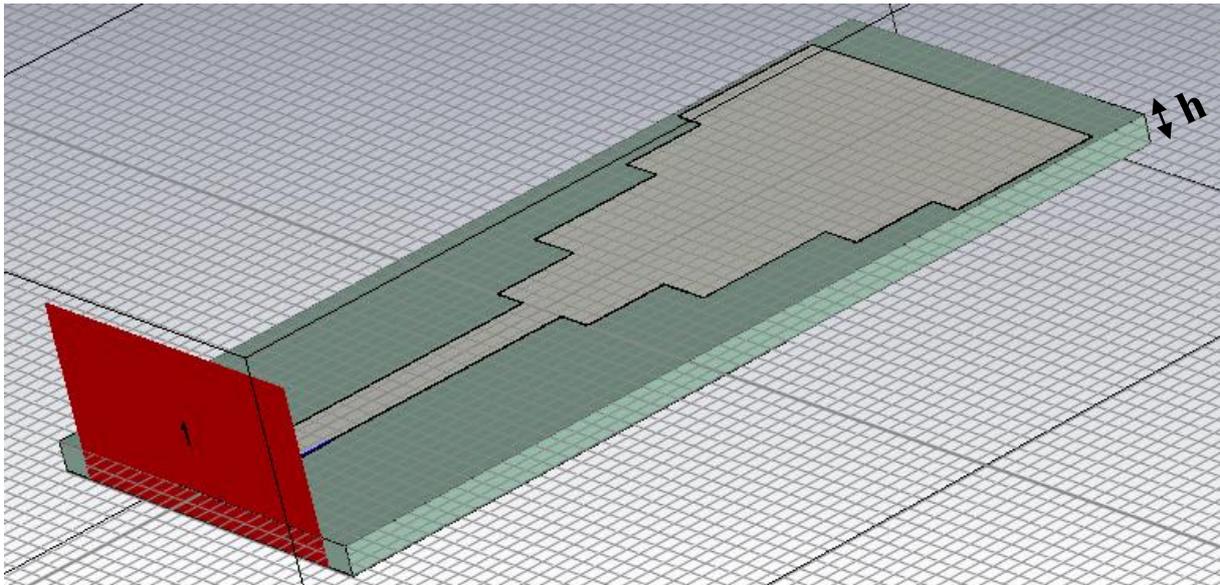


Figure III.4 Vue en perspective de l'antenne patch

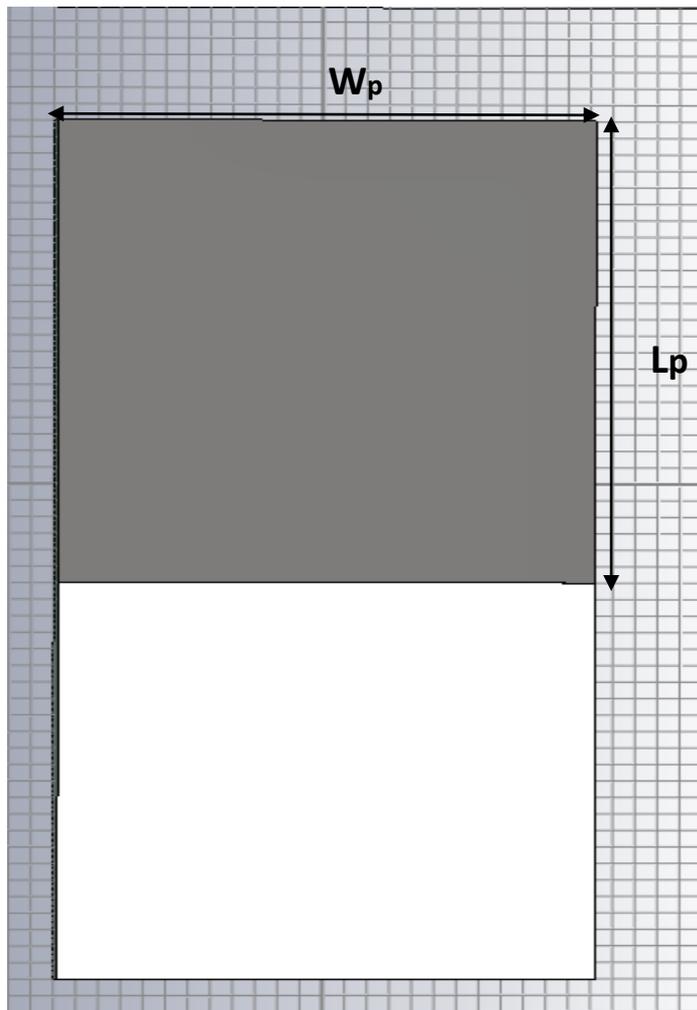


Figure III.5 Vue de dessous de l'antenne patch

Le substrat utilisé est l'époxy (FR-4) caractérisé par une permittivité relative  $\epsilon_r = 4.3$ . Le tableau III.3 donne les paramètres géométriques de cette antenne patch.

Grandeur	Valeur numérique (mm)
L1	9
L2	5
L3	8
L4	5
L5	22
Lt	52
W1	23
W2	19
W3	14
W4	7.5
Wt	3.2
H	1.65

**Tableau III.3** Les paramètres géométriques du modèle

Cette antenne patch a été modélisée sous le logiciel CST, et les résultats de simulations concernent le coefficient de réflexion S11, la stabilité de l'antenne, l'impédance d'entrée de l'antenne et son diagramme de rayonnement. Nous présentons en première position, le coefficient de réflexion S11 et ensuite la représentation du coefficient de réflexion **S11** sur l'abaque de Smith pour vérifier sa stabilité. Après le diagramme de rayonnement pour les différentes fréquences où cette antenne fonctionne, on vérifie l'adaptation de notre antenne pour assurer le bon fonctionnement du système.

### III.5.2 Coefficient de réflexion S11

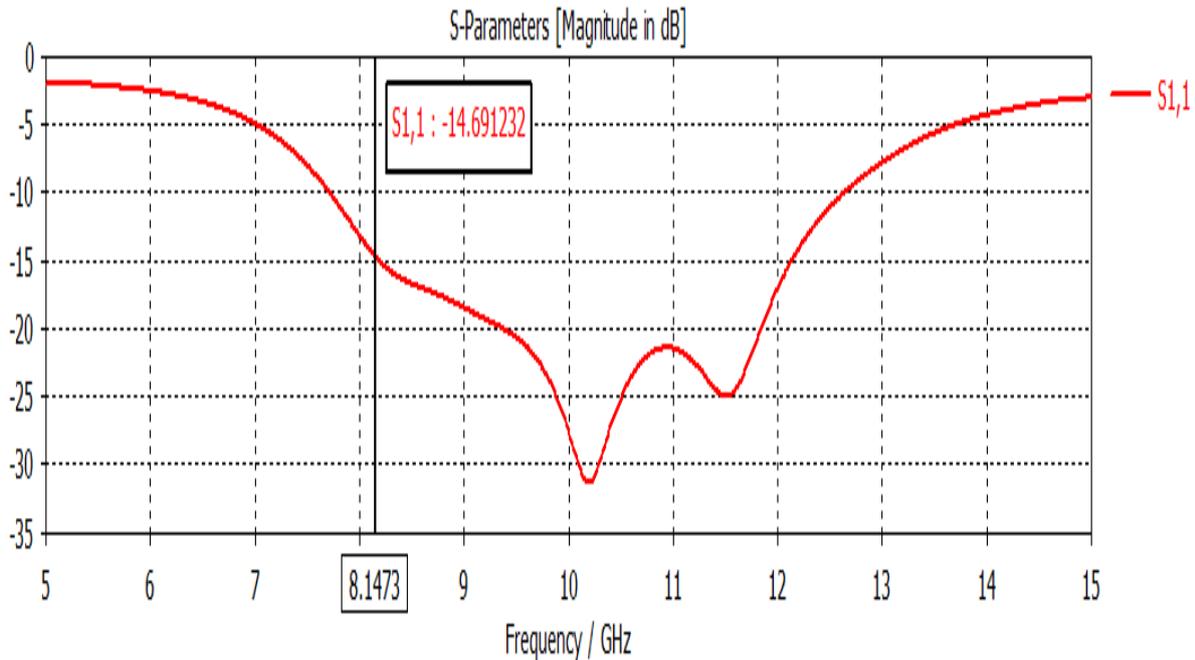


Figure III.6 :  $S_{11}$  de l'antenne microruban dans la bande X

Nous voyons que notre antenne est bien adaptée avec un coefficient de réflexion  $S_{11} < -15$  dB dans la bande [8.1-12.1] donc elle fonctionne bien précisément dans la bande X.

### III.5.3 Coefficient de réflexion sur l'abaque de Smith

En analysant la figure III.7, nous comprenons que nous avons bien quatre résonateurs.

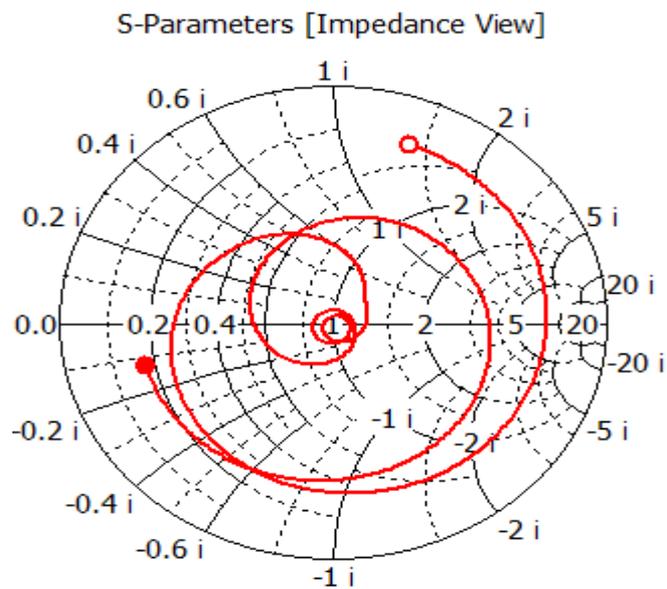
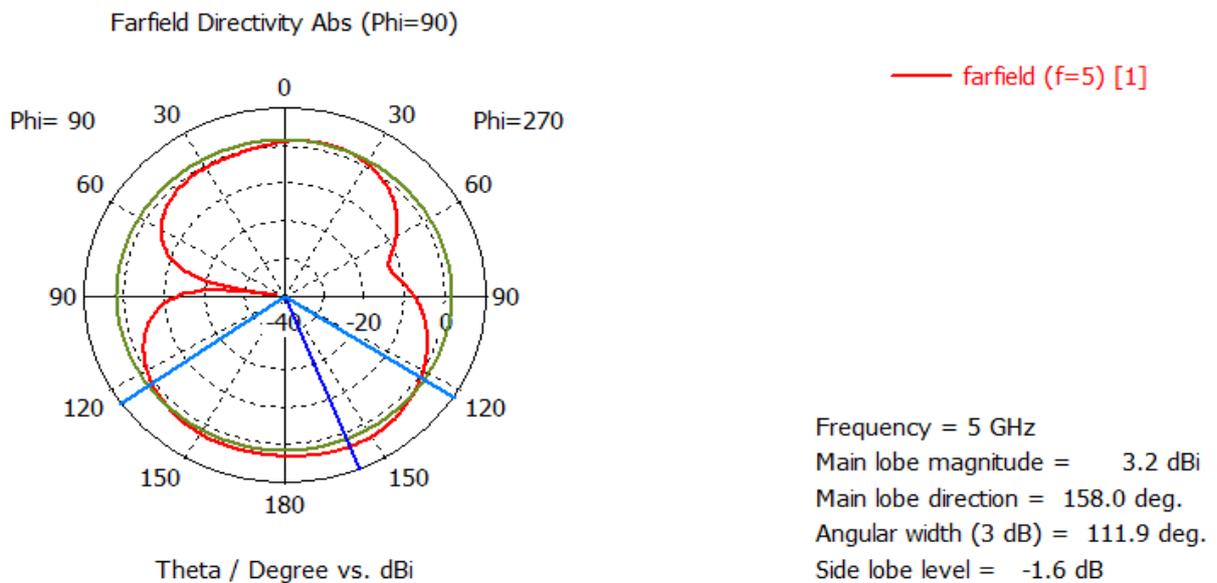


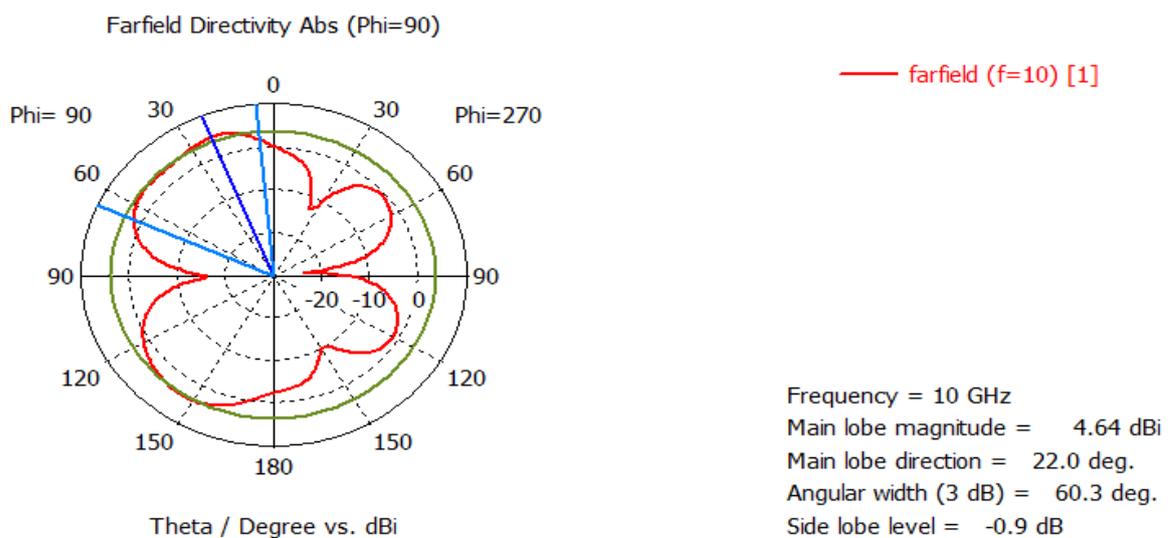
Figure III.7 Représentation du  $S_{11}$  sur l'abaque de Smith

### III.5.4 Diagramme de rayonnement

Dans les figures ci-dessous sont illustrés les différents diagrammes de rayonnement pour les fréquences (5GHz, 12GHz, 15GHz), nous remarquons que notre antenne est quasi-omnidirectionnelle.



**Figure III.8** Diagramme lorsque la fréquence est 5 GHz



**Figure III.9** Diagramme lorsque la fréquence est 10 GHz

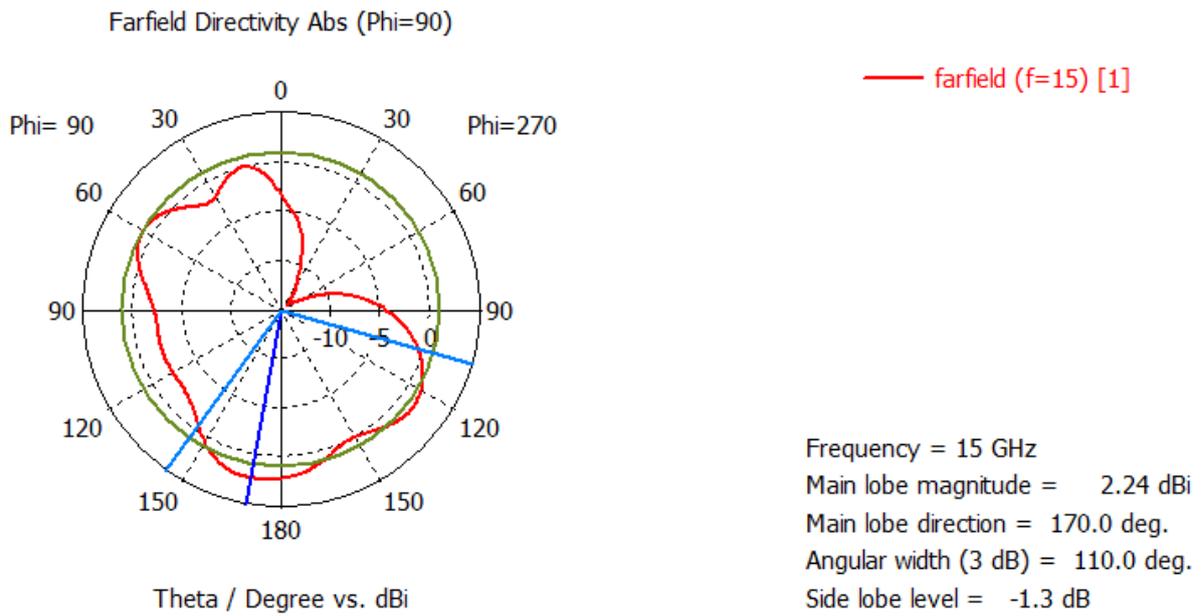


Figure III.10 Diagramme lorsque la fréquence est 15 GHz

### III.5.5 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne de patch doit être égale à  $50\Omega$ . La Figure III.11 montre la stabilité de cette impédance au niveau de  $50\Omega$  en fonction de la fréquence.

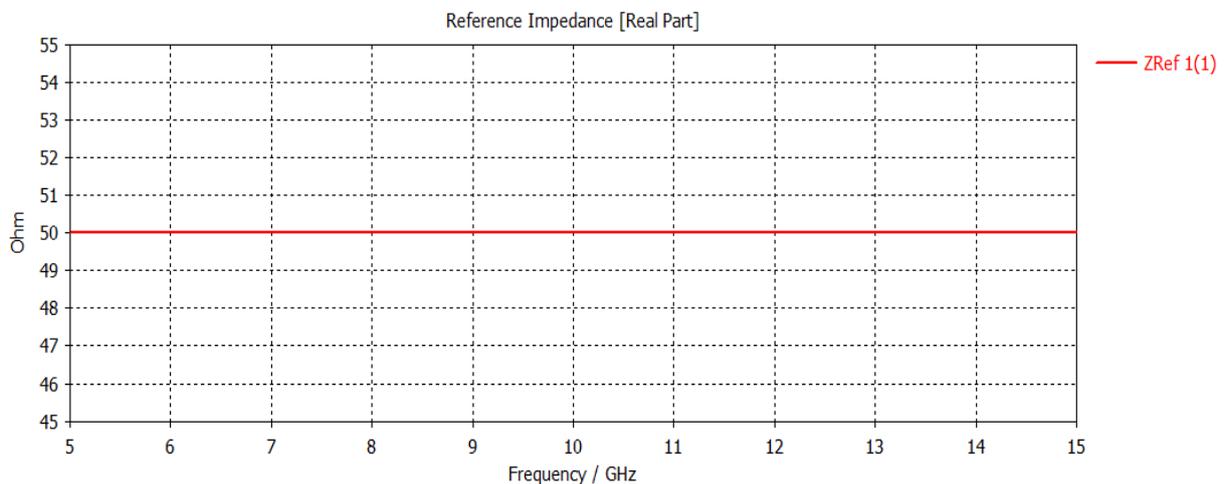


Figure III.11 L'impédance d'entrée de l'antenne

### III.6 RESULTAT PRATIQUE

#### III.6.1 Réalisation du modèle proposé

Au laboratoire du département de télécommunication, nous avons pu réaliser le modèle de l'antenne proposée en utilisant le lay-out fourni par le logiciel CST Studio Suite.



**Figure III.12** Antenne microruban réalisé au laboratoire de recherche

## III.6.2 La mesure du modèle réalisé

La réponse de cette antenne a été ensuite obtenue à l'aide d'un analyseur de réseaux. La variation du coefficient de réflexion S11 pratique est illustrée sur la Figure III.13

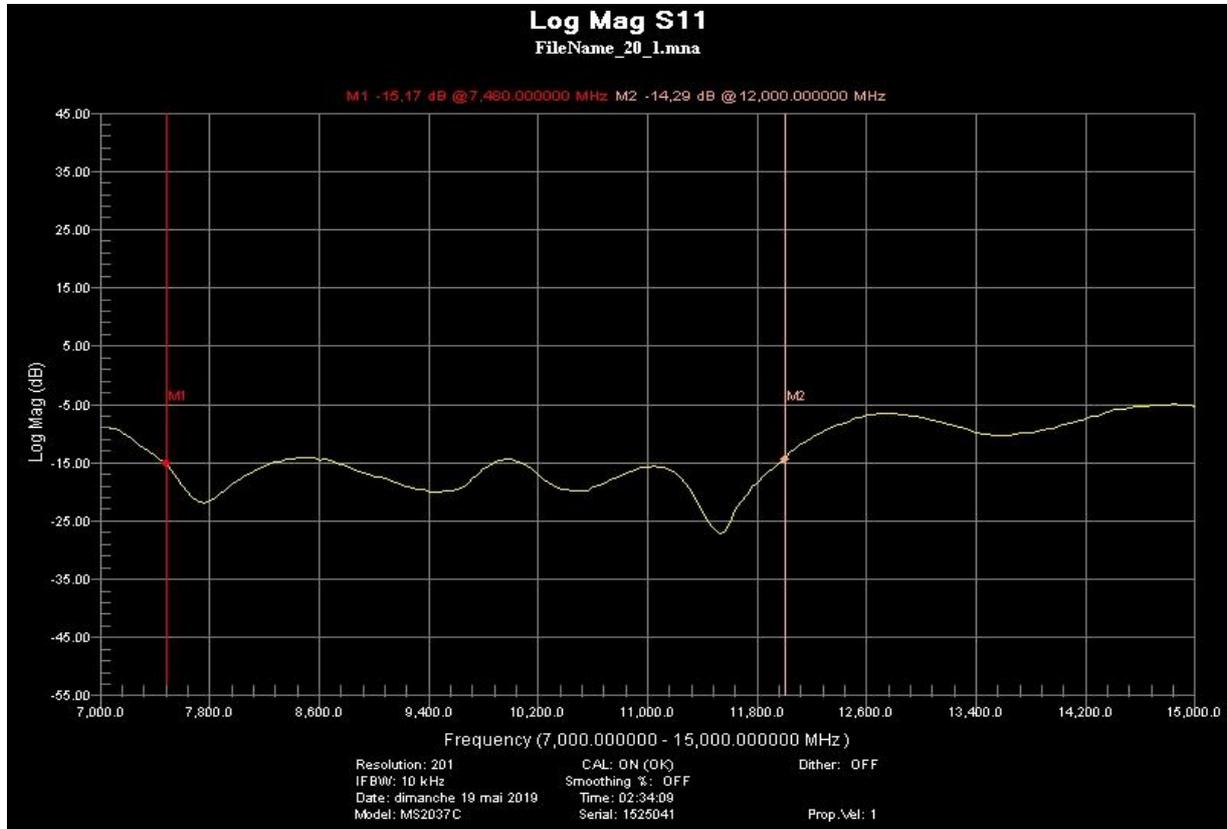


Figure III.13 Coefficient de réflexion S11 pratique de l'antenne patch proposée

Le coefficient de réflexion S11 pratique a été également illustré sur la Figure III.14 en utilisant Excel.

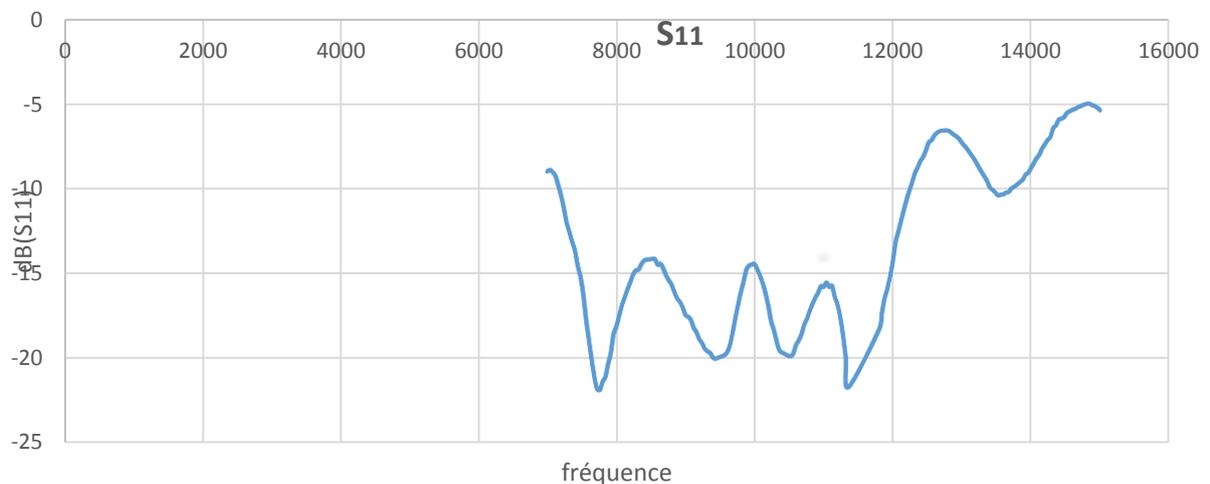
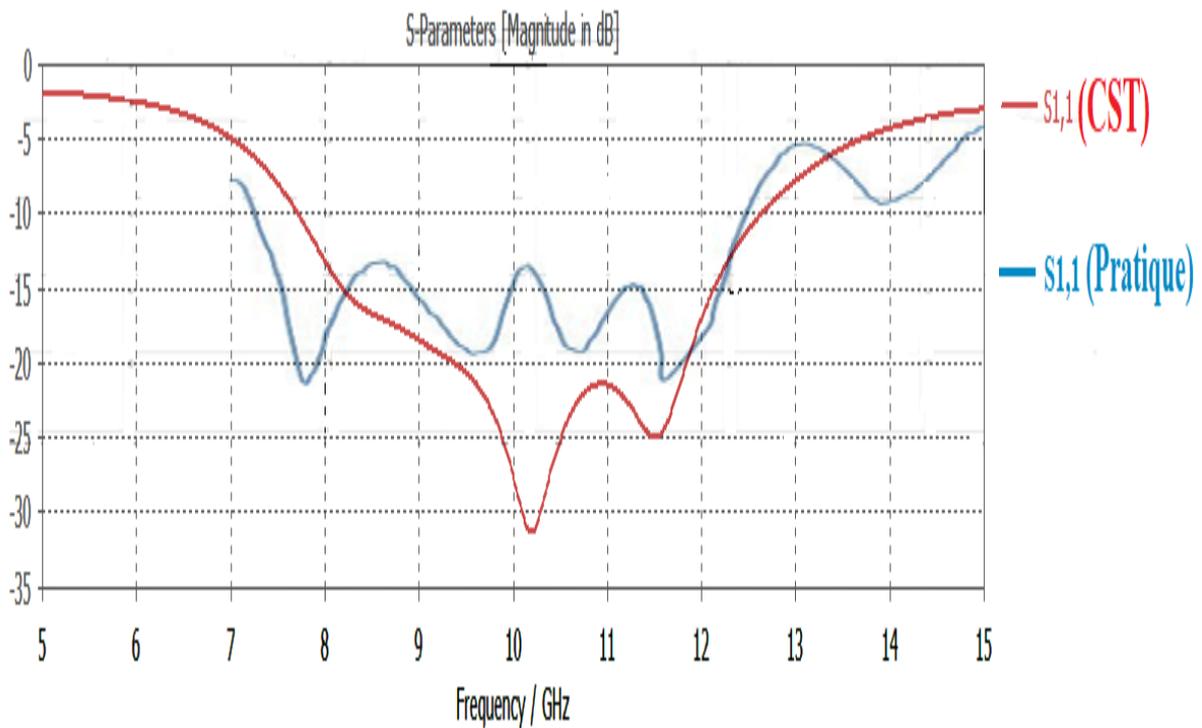


Figure III.14 Coefficient de réflexion S11 pratique par Excel

### III.6.3 Comparaison Simulation-Pratique

Après avoir représenté les résultats pratiques de l'antenne, on fait une comparaison avec ses résultats de simulation. La Figure III.15, donne les deux courbes relatives au coefficient de réflexion  $S_{11}$ , en bleu est celui de la pratique, en rouge est celui de la simulation de l'antenne par CST.

Enfin, la comparaison des résultats théoriques et pratiques a montré une bonne concordance, malgré le léger décalage entre les valeurs des différentes méthodes.



**Figure III.15** Présentation des deux courbes du coefficient de réflexion  $S_{11}$

### Conclusion

Dans ce chapitre, notre étude s'est portée sur la conception d'une antenne microruban opérant dans la bande X ainsi que sa réalisation. Cette structure a été conçue et optimisée sous le logiciel de simulation CST Microwave Studio. Les résultats obtenus en simulation comme en pratique sont convaincants et en nette concordance.

Ce chapitre a fait l'étude des performances de l'antenne proposée dont l'élément rayonnant est sous forme d'un patch. L'étude expérimentale nous a permis d'observer en pratique les résultats obtenus, grâce au tracé du coefficient de réflexion et du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence.

Ce projet a été très enrichissant. D'une part, il nous a permis d'appliquer les connaissances acquises sur le logiciel CST et d'autre part, il nous a aussi permis d'approfondir nos connaissances sur les antennes imprimées.

Nous avons également pu observer la mise en pratique des notions d'hyperfréquences assez difficiles à appréhender seulement en théorie.

### Conclusion générale

Le présent Projet de Fin d'Etude s'intéresse aux technologies hyperfréquences planaires. Cette nouvelle technologie est très prometteuse grâce à son faible coût de production et aussi à sa grande densité d'intégration. Cette technologie est très intéressante lorsqu'on parle de miniaturisation des circuits et de réduction des coûts.

Les travaux menés dans ce mémoire sont concentrés autour de la simulation sous ADS et CST de structures originales de filtres passe-bande et antenne fonctionnant dans la bande X (8-12) GHz, ainsi que leurs réalisations en technologie microruban.

Cette technologie constitue un très bon compromis entre intégration des microrubans et performances des dispositifs.

Ainsi, nous avons pu mettre à la disposition du laboratoire microondes deux dispositifs microondes, conçus et réalisés localement, à faible coût et pouvant être exploités pour le montage de travaux pratiques dans le domaine microondes.

Pour accomplir ces travaux de PFE, nous avons présenté dans un premier temps des généralités sur les notions nécessaires à la compréhension des antennes et des filtres, ainsi que les technologies planaires qui leur ont données naissance.

Ensuite, notre travail a été consacré à la conception d'un filtre microruban passe bande, opérant dans la bande X. La réponse de ce filtre a été validée sous deux environnements de calcul, à savoir CST et ADS. Puis, nous avons réalisé ce filtre sur un substrat diélectrique FR4, disponible localement. Toutefois, la mesure pratique de la réponse de ce filtre, n'a pas été effectuée par manque d'une deuxième sonde d'adaptation des câbles de l'analyseur de réseau disponible au laboratoire de recherche STIC de l'Université de Tlemcen.

Enfin, la dernière phase de notre projet a concerné la conception et la réalisation d'une antenne en bandes X. La réponse de cette antenne a été validée de façon satisfaisante par le simulateur CST Microwave Studio et des mesures pratiques à l'aide de l'analyseur de réseau.

Ainsi, nous avons réalisé une antenne de dimensions  $(24*50*1,65) \text{ mm}^3$ , fonctionnant dans la bande X avec un gain minimum de 3 dB à 5 GHz et un maximum de 4.47 dB à 10 GHz et un coefficient de réflexion S11 inférieur à -10 dB dans toute la bande à partir de 8.14 GHz

En perspective, ce travail peut être poursuivi par la conception et la réalisation d'autres dispositifs microondes (circulateur, jonction...), indispensable pour le montage de nombreuses manipulations de travaux pratiques microondes, à très faible coût.

---

## Annexe

### Annexe 1

#### A.1 Présentation de l'outil de simulation CST :

Avec le développement des systèmes modernes de communication sans fil, les composants (filtres, antennes, coupleurs, diviseurs de puissance etc) de taille réduite, à faibles coût de fabrication, à simplicité d'intégration et de performances élevées, sont sans cesse demandés.

Pour obtenir les meilleures prédictions (simulations) des comportements électromagnétiques, il est indispensable de recourir à des logiciels spécifiques. Ainsi nous avons retenu deux logiciels : **CST Studio Suite** (Computer Simulation Technology) et **ADS** pour étudier et concevoir notre antenne et le filtre passe bande microonde.

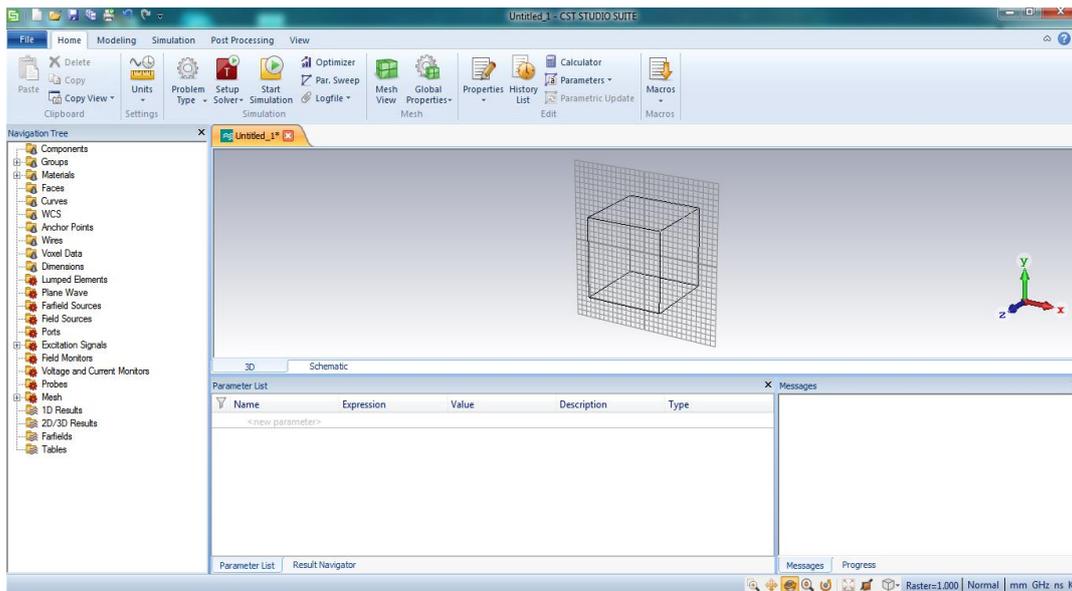
#### A.2 Description du logiciel de simulation CST Studio Suite :

C'est un outil permettant de faire la simulation électromagnétique conçu par la compagnie CST. Ce logiciel permet de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de composants comme les circuits micro-ondes, les différentes formes d'antennes, les composants optiques ou biomédicales et bien autres.

Une capture d'écran de l'interface graphique de Microwave Studio de CST est donnée à la figure A.1.1 Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique. [36]

CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finite Integration Technic). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clé de ce simulateur.

CST Microwave Studio fait partie de CST DEIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré. [37]



**Figure A.1.1 : Interface graphique du CST**

Ce logiciel facile à utiliser nous permet de modéliser en 3 dimensions avec une grande facilité notre antenne Microstrip de passante (8-12) GHz et notre filtre microonde passe-bande (8-12) GHz. En effet, il inclut les primitives d'objet comme des cubes, sphères, etc. L'un de son avantage est que l'édition du modèle s'effectue en trois dimensions contrairement aux certains logiciels.

On peut donc construire des modèles complexes en 3 dimensions et on peut même importer des structures de logiciel tel que le logiciel ADS que nous avons fait pour filtre.

Microwave Studio offre aussi plusieurs possibilités différentes pour faciliter l'analyse de notre antenne et notre filtre. Par exemple, on peut voir le diagramme de rayonnement en 3 dimensions. On peut aussi voir la densité de courant sur la surface de notre élément de rayonnement ainsi que sa ligne d'alimentation. Aussi on peut voir les paramètres S en dB en fonction de la fréquence. Et bien évidemment, on peut avoir les courbes de l'impédance en fonction de la fréquence, l'abaque de Smith, bien d'autres.

Une des options intéressantes de ce logiciel est qu'il est possible de créer des variables qui pourront être utilisées pour spécifier les dimensions d'une composante. On peut créer un modèle en utilisant des variables et plus tard on peut changer sa dimension en changeant la valeur des variables utilisées et le modèle va s'adapter automatiquement.

## Annexe 2

### A.2.1 La méthode FIT utilisée par le logiciel CST :

La FIT est utilisée par le logiciel d'analyse électromagnétique 3D Microwave Studio de CST qui présente de nombreuses optimisations de calcul et une interface graphique conviviale, elle est appliquée dans le domaine temporel.

La discrétisation des dérivées temporelles est faite par le schéma leap-frog.

L'utilisation ici de la forme intégrale locale permet d'appliquer la technique des PBA (Perfect Boundary Approximation).

Cette technique découpe une cellule élémentaire en deux et assigne à chacune des parties un matériau différent. La frontière entre les deux matériaux peut être une surface de forme quelconque. Pour des structures relativement complexes géométriquement ou contenant des singularités, la technique PBA diminue significativement le nombre de mailles nécessaires. Grâce à cette technique de maillage, Microwave Studio peut prendre par exemple en compte les épaisseurs des feuilles métalliques sans avoir besoin de les mailler directement et ce qui nous fait gagner du temps en termes de calcul.

Comme il a déjà été cité le principe de la technique d'intégration finie FIT repose sur la discrétisation des équations de Maxwell sous leurs formes intégrales :

- $\oint_C E \cdot d\vec{L} = - \iint_S \frac{\partial B}{\partial t} \cdot d\vec{s}$
- $\oint_C H \cdot d\vec{L} = \iint_S \left( \frac{\partial B}{\partial t} + \vec{j} \right) \cdot d\vec{s}$
- $\iint_S D \cdot d\vec{s} = \iiint_V p \cdot dv$
- $\iint_S B \cdot d\vec{s} = 0$

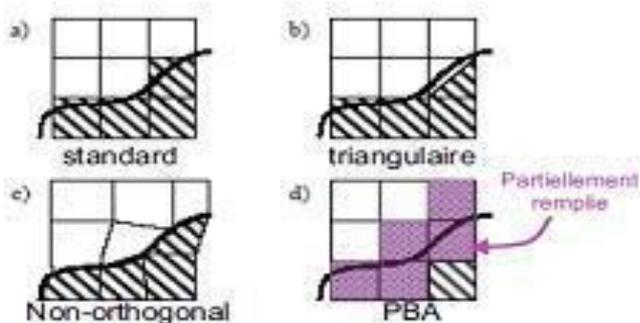


Figure.A.2.1 : Différents maillages et approximations.

### A.2.2 D'autres méthodes numériques utilisées par CST :

En plus de la méthode FIT utilisé par CST ce dernier utilise aussi les méthodes d'analyse numérique suivantes :

- Méthode des différences finies (FEM).
- Méthode des moments (MoM).
- Méthode de domaine de temps de différence finie (FDTD).
- Méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation, et s'avèrent être très rigoureuses, puisqu'aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des formes très variées, mais font appel à des formulations ou calculs plus complexe et des temps de calcul plus importants.

### Annexe 3

#### Les modules d'exécution :

Le logiciel CST possède plusieurs modules d'exécution, qu'on va survoler brièvement.

#### CST EM Studio :

C'est un outil facile à utiliser pour l'analyse et la conception des structures statiques et basses fréquences. Les applications incluent : les actionneurs, les freins EMS, EMC, générateurs, de mesure, moteurs, capteurs et le blindage.



#### CST Particle Studio :

Particle CST Studio est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D et les tubes cathodiques.



#### CST Mphysics Studio :

Cet outil permet d'analyser les contraintes thermiques et structurales, et des problèmes de mécanique.



**CST Design Studio :**

C'est une plate-forme universelle pour gérer les processus de conception d'un système complexe. En construisant des sous-systèmes élémentaires, l'utilisateur peut analyser le comportement du système complet en petits segments.

**CST PCB Studio :**

Cet outil permet l'étude des signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnetic Compatibility/ Electromagnetic Interférence) sur cartes de circuits imprimés.

**CST câble Studio :**

CST CABLE STUDIO est un outil pour l'analyse des effets dans les systèmes de câble, y compris les fils uniques, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.

**CST Micro Stripes :**

Il analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résout les problèmes EMC/EMI.

**CST Microwave Studio :**

Ce dernier est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes en haute fréquence avec un large champ d'application.



## Annexe 4

### La méthode qui décrit la structure :

Les méthodes qui décrivent la structure sont :

- ✓ Modélisation du diélectrique.
- ✓ Modélisation du conducteur interne à l'intérieur de la partie diélectrique.

Après démarrage de l'environnement CST de conception et la création d'un nouveau projet CST Microwave Studio, la sélection du modèle de base doit être le plus proche possible du diélectrique à concevoir. [37]

## Annexe 5

### Les étapes de simulations de CST Studio Suite

La simulation avec CST Studio Suite peut être divisée trois grandes étapes qui sont :

- ✓ La configuration du modèle
- ✓ La construction du modèle
- ✓ La simulation et l'optimisation

#### A.5.1 La configuration du modèle :

La configuration du modèle permet entre autres de spécifier la plage de fréquence, les unités utilisées, les champs.

La première chose à faire est la création d'un nouveau projet dans CST Studio Suite. Elle peut se faire à partir du menu « file ⇒ New ⇒ new Template ⇒ Antennas » montré sur la figure.A.5.1 Ensuite, la prochaine étape consiste à ajouter les différentes valeurs de la plage de fréquence et spécifier les unités

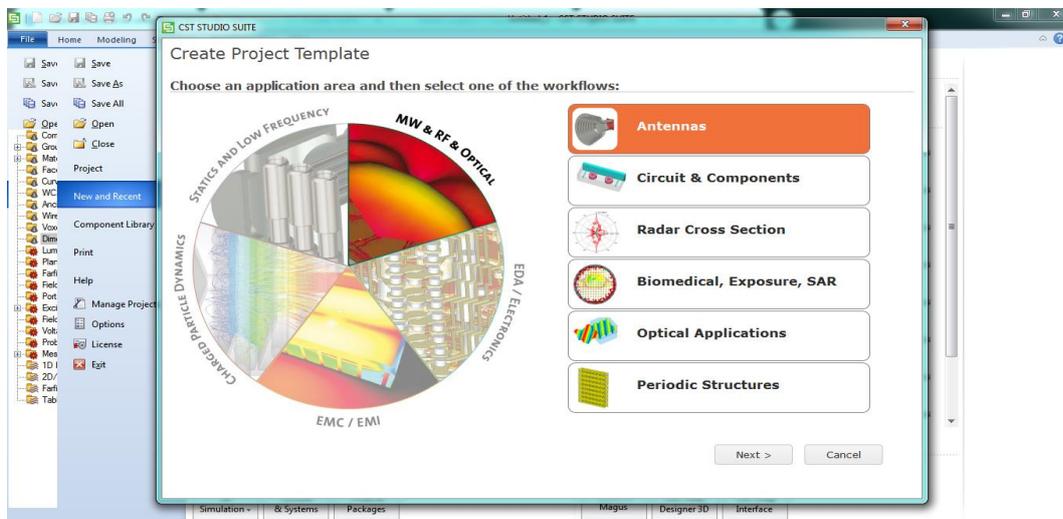
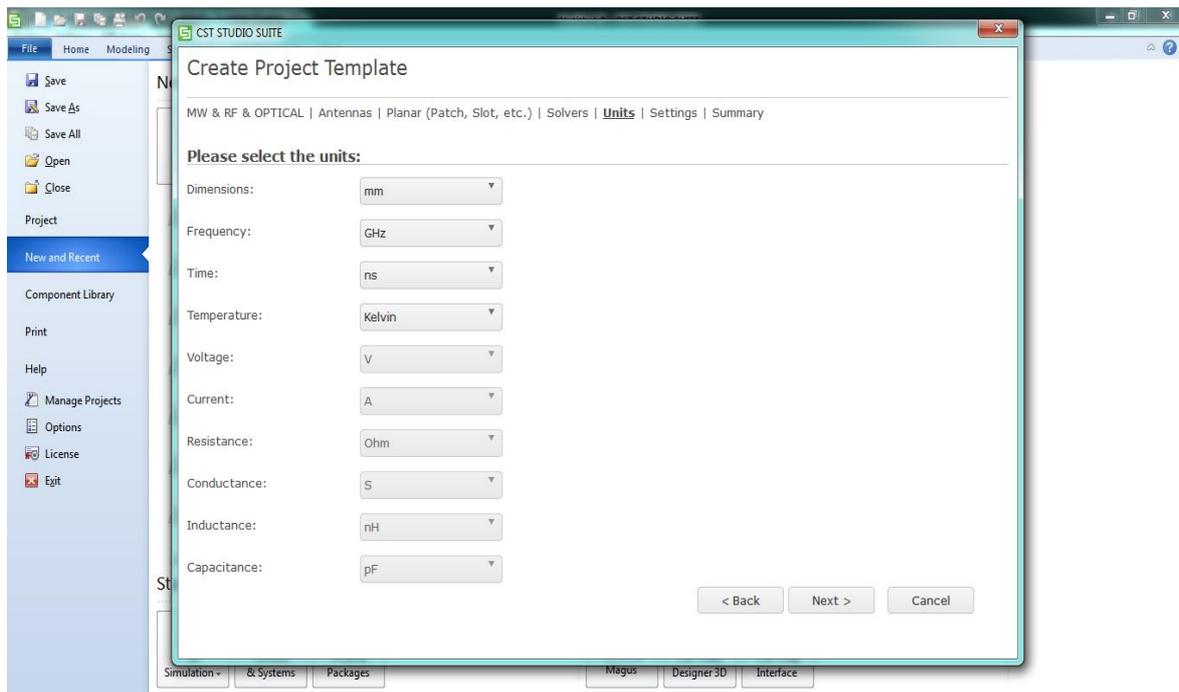


Figure.A.5.1 : Création d'un nouveau projet

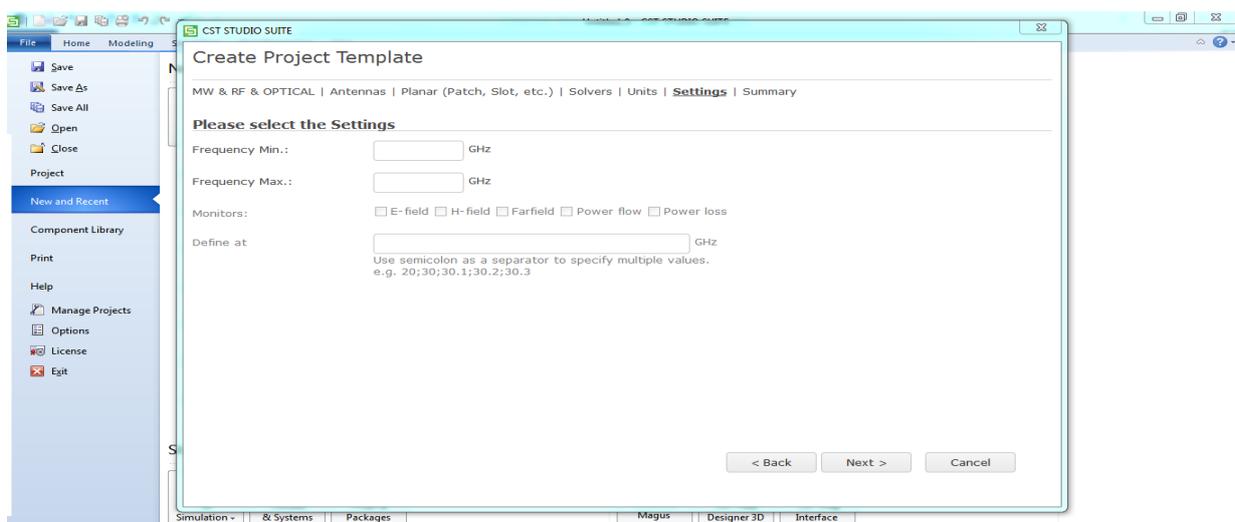
Après on spécifie les systèmes unitaires (les différentes unités)



**Figure.A.5.2** : Dialogue de configuration des unités de base

Ensuite on peut définir la plage de fréquence (après celle-ci est modifiable par solve ⇒frequency)

On peut configurer (section Monitors) en même temps les différents champs en spécifiant si le modèle est soumis à un champ électrique ou magnétique.

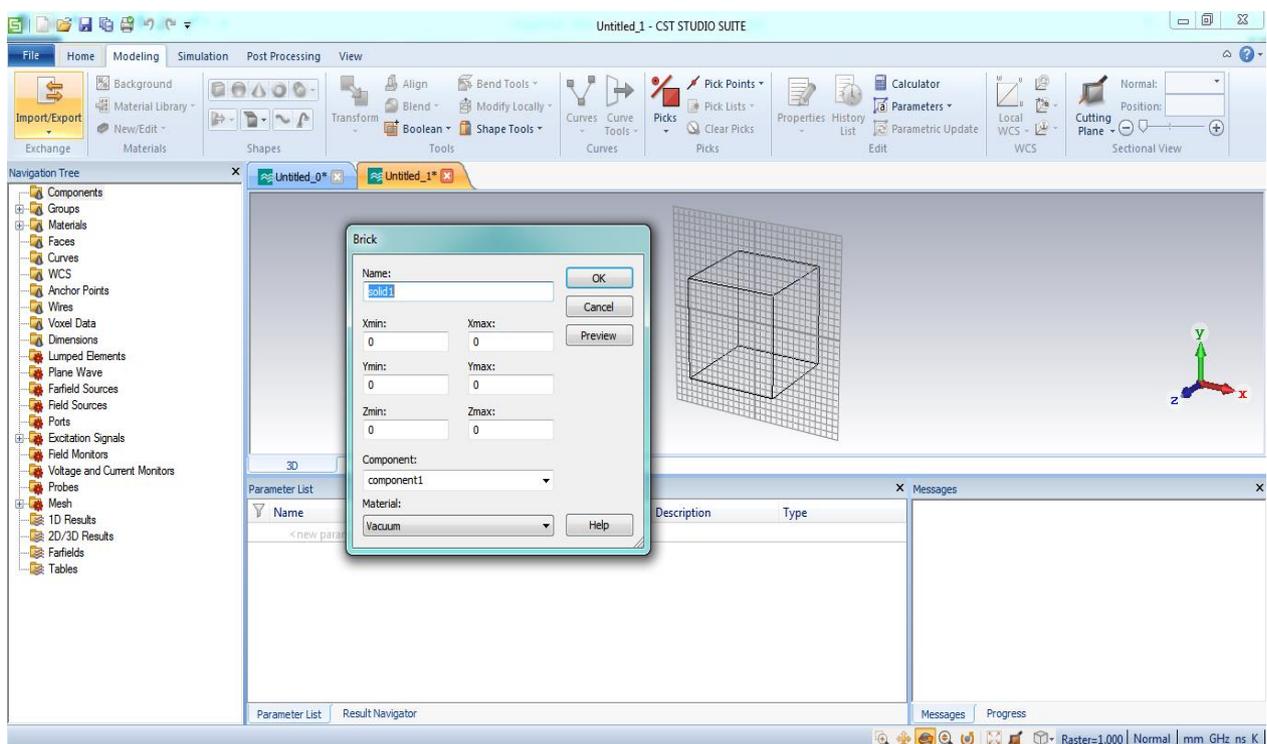


**Figure.A.5.3** : Dialogue de configuration de la plage de fréquence

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

### A.5.2 Construction du modèle numérique :

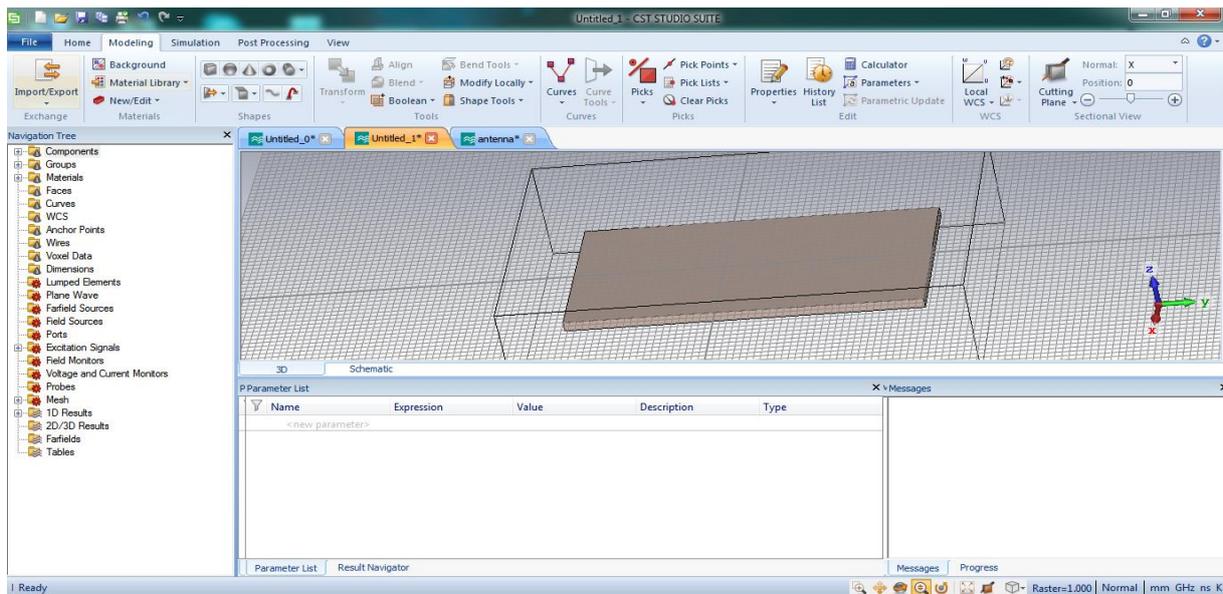
Cette étape consiste à créer la liste des composantes du projet. Par exemple, pour notre antenne microruban, on peut définir les composantes suivantes, le substrat plan de masse, le ruban. L'ajout d'une composante se fait à partir du menu « modeling » en spécifiant sa dimension et matériau utilisé dans sa réalisation voir figure.A.5.4



**Figure A.5.4** La construction du modèle

La dernière étape consiste à créer le modèle en 3 dimensions. Par exemple, le substrat de notre antenne Microstrip est donné à la figure. On spécifie ses coordonnées exactes et définir le matériau dont il est composé ainsi que la composante dont il fait partie voir figure.A.5.5

De la même manière, on peut ajouter le ruban et le plan de masse pour ainsi former le modèle.

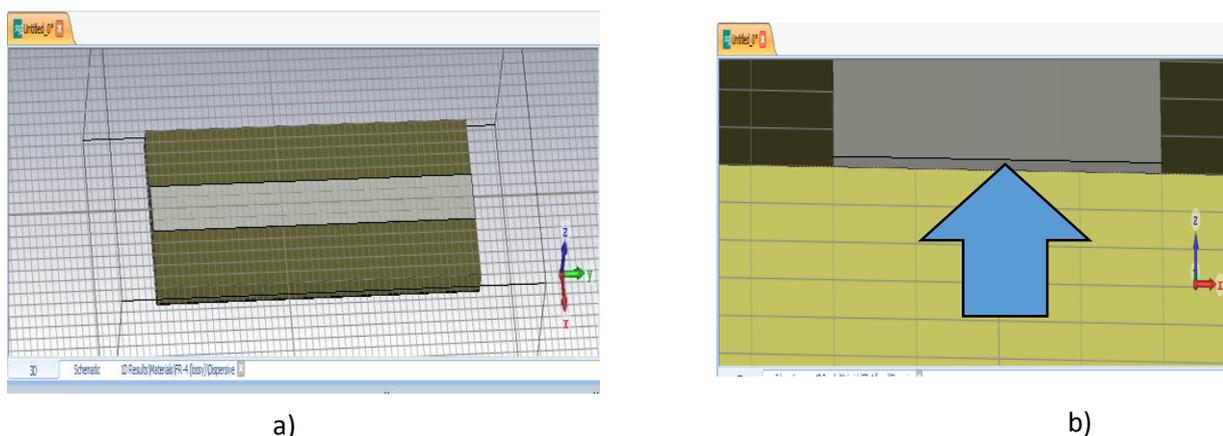


**Figure.A.5.5 : Le substrat de l'antenne**

Maintenant, on peut passer à l'étape de simulation et d'optimisation.

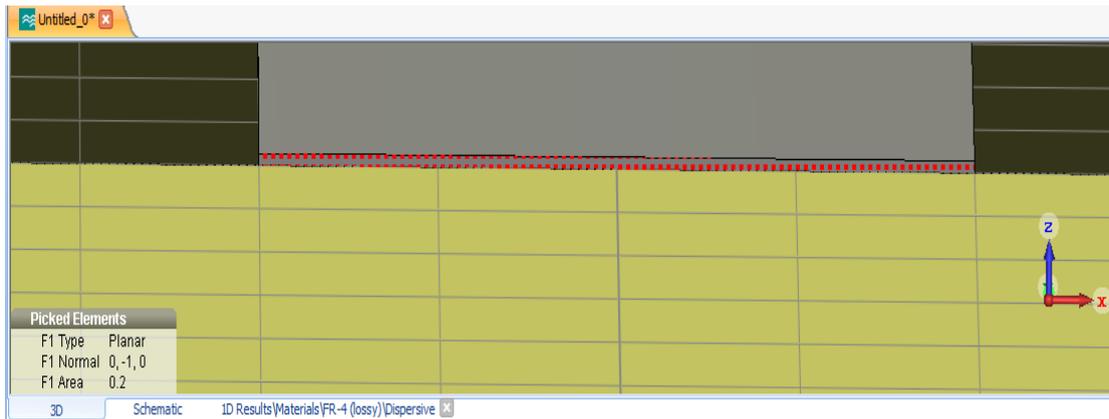
### A.5.3 Excitation et Simulation numérique :

La première étape consiste à créer un port en excitant par un signal le modèle. Pour ce faire, on peut faire à partir du menu « Picks » dans l'onglet « Modeling » du CST. Pour utiliser « Picks », il faut positionner le modèle à l'endroit où le signal doit entrer voir figure



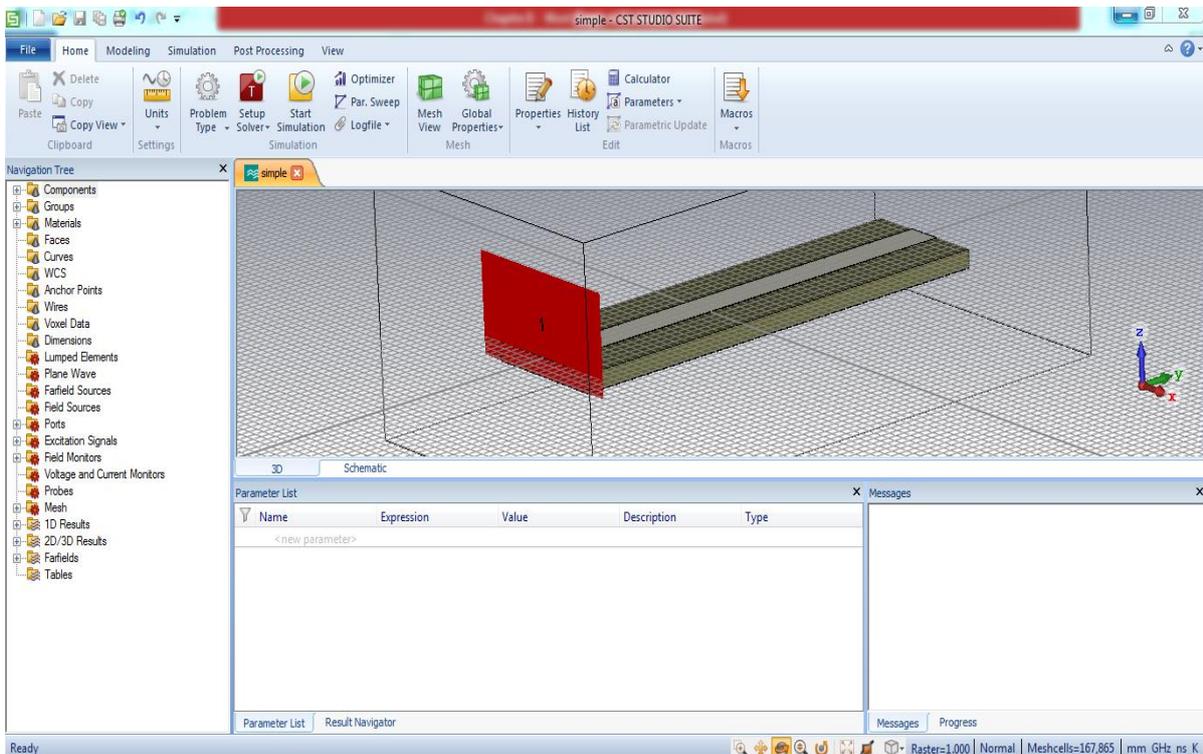
**Figure II.A.5.6 : a) le modèle et b) le modèle positionné pour excitation**

Après avoir sélectionné « Picks », double-cliquez sur l'endroit où le signal doit rentrer (ici le ruban) voir figure.A.5.6. Ensuite, on construit le port à partir du menu « Macros » dans l'onglet « Home » : « Macros⇒solver⇒Ports⇒Calculate ports⇒construct port »



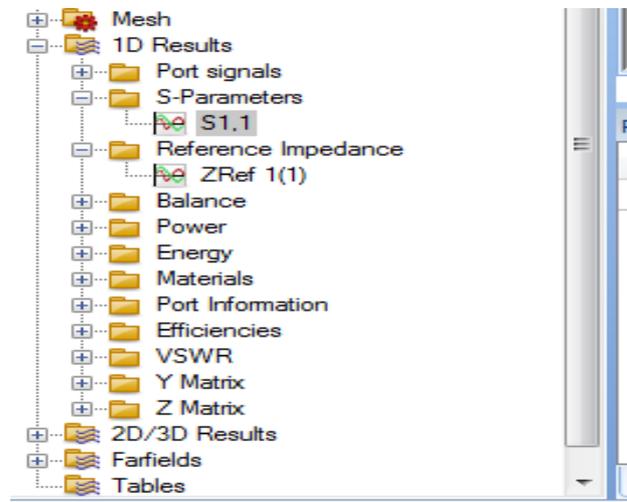
**Figure.A.5.7 : Excitation du système**

Une fois le port construit, on peut lancer la simulation du modèle à partir du menu «*Start Simulation*» dans l'option «*Home* ». Ce dialogue est montré sur la figure.A.5.8



**Figure.A.5.8 : Simulation du modèle**

Après que la simulation soit effectuée, on peut observer les résultats à partir du menu «*Results*» comme par exemple S1.1 voir figure.A.5.9



**Figure.A.5.9** Visualisation des résultats

En résumé, les étapes nécessaires pour la réussite d'une simulation.

- Définir les unités.
- Définir le matériau de base.
- Modèle de la structure.
- Définir la gamme de fréquences.
- Définir les ports.
- Définir les conditions aux limites et Symétrie.
- Régler les moniteurs sur le terrain.
- Début de la simulation.

Après avoir défini tous les paramètres nécessaires, vous êtes prêts à commencer votre simulation.

L'avènement de l'informatique a contribué au développement de méthodes numériques visant à prédire le comportement des dispositifs hyperfréquences en résolvant les équations de Maxwell. Dans la phase de conception, l'utilisation de simulateur électromagnétique se révèle primordiale pour réduire les coûts liés aux maquetages et aux mesures. Il existe plusieurs logiciels commerciaux complémentaires : CST Microwave Studio (CST MWS), CST MicroStripes (CST MS), HFSS et ADS Momentum.

## Bibliographie

- [1] Laurent Chusseau, « Paramètres S – Antennes ». DEA à l'Université Montpellier 2, France. 2005, pp.107.
- [2] Faris Boukchiche, «Étude de structures coplanaires à métamatériaux et à couche magnétique », Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2010.
- [3] Odile Picon et Coll, « Les ANTENNES Théorie, Conception et Application », DUNOD, 2011.
- [4] <https://www.universalis.fr/encyclopedie/hyperfrequences/>
- [5] <http://radiotelescopeamateur.e-monsite.com/pages/a-sans-le-materiel/4-proprietes-de-notre-parabole.html>
- [6] <http://workig.free.fr/ch08s06.html>
- [7] Jonathan Garreau, «Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC ». These de doctorat, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012.
- [8] <https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-00156394/file/Chapitre7.pdf>
- [12] D. Khedrouche, «Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2009
- [13] 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, 2007.
- [14] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. Williams, S. A. Long, « The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas », IEEE trans. Antennas Propagat. , vol. 49, pp. 45-47, 2001.
- [15] B. Zaoui, "Modélisation d'une antenne microruban compacte", Master academique, Université Echahid Hamma Lakhdar El oued, 06/2015.
- [16] O. Picon,Coll, « Les Antennes, théorie, conception et applications », Dunod, Paris, 978-2-10-051989-7, 2009.
- [17] D. Aissaoui, « Analyse à l'aide de modèles équivalents d'antennes imprimées alimentées par ligne adaptées », Mémoire de Master, Université de Abou Baker Belkaid Tlemcen , 03/2007.

- [18] A. Nasser, « Contribution au développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bandes passantes multiples », Université de Limoges, thèse 2008 Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2008/nasser-abdallah/nasserabdallah.pdf>.
- [19] J.D. Rhodes, « Theory on electrical filters, Wiley Interscience, John Wiley & Sons » 1976.
- [20] Ian Hunter, « Theory and design of microwave filters, IEEE Electromagnetic waves series » London UK 2001.
- [21] J. Ortusi, «Étude Mathématique des circuits de l'électronique, Tome II : Synthèse des circuits », Ed. Masson, 1967.
- [22] P. Lenoir, « Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage microonde complexes», Université de Limoges, thèse 2005 Disponible sur <http://epublications.unilim.fr/theses/2005/lenoir-philippe/lenoir-philippe.pdf>.
- [23] A. Périgaud, « Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches», Université de Limoges, thèse 2009 Disponible sur <http://epublications.unilim.fr/theses/2009/perigaud>
- [24] J P. Silver ''Micro-strip Patch Antenna Primer'', 2006.
- [25] C. Benkalfate « Investigations sur les systèmes de collecte d'énergie RF et Micro-onde », Mémoire de Master, Université de Abou Baker Belkaid Tlemcen, 2018.
- [26] J.-S Hong et M.J. Lanster, « Microstrip filter for RF/Microwave Application », John Wiley and sons, In., 2001
- [27] Jonathan Garreau, « Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC », Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012.
- [28] Chapitre3 : Filtres et analyse fréquentielle. Site web : [http://www8.umoncton.ca/umcm-cormier\\_gabriel/TCircuits/GELE3132\\_Ch3.pdf](http://www8.umoncton.ca/umcm-cormier_gabriel/TCircuits/GELE3132_Ch3.pdf)
- [29] W. Sahyoun, « Modélisation et caractérisation linéaire et non linéaire des filtres RF en technologie BAW et CRF et méthode pseudo-temporelle de test industriel », Université Grenoble Alpes, 2011.
- [30] A. Kamil « Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz) », Université du Québec, 2017.
- [31] L. Ke, «An efficient method for analysis of arbitrary nonuniform transmission lines », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1997.

[32] J. C. Bohorquez, « Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter », Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, vol., no, pp.947 -950,11-16 June 2006.

[33] Dominic Grinier, « Antenne et Propagation Radio », GEL-4202/GEL-7019 (Département de génie électrique et de génie informatique Université Laval, québec, Canada G1V 0A6, pp.448, 2017. Disponible : [http://w3.gel.ulaval.ca/~dgrinier/ap\\_notes-e.pdf](http://w3.gel.ulaval.ca/~dgrinier/ap_notes-e.pdf)

[34]<http://dspace.univmsila.dz:8080/xmlui/bitstream/handle/123456789/1600/324.pdf?sequence=1&isAllowed=y>

[35] L. Djouablia, «Contribution à l'étude des structures microbandes rayonnantes Par la méthode des moments application a la forme triangulaire », thèse de doctorat, Université Skikda Juin 2012.

[36] Nicolas FORTINO « conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra large bande impulsions » thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis UFR sciences, 2006.

[37]CST Microwave Studio tutorial,  
[http://eee.guc.edu.eg/Courses/Communications/COMM905%20Advanced%20Communication%20Lab/Sessions/MWS\\_Tutorials.pdf](http://eee.guc.edu.eg/Courses/Communications/COMM905%20Advanced%20Communication%20Lab/Sessions/MWS_Tutorials.pdf)