

## **Abréviations :**

<b>ULB</b>	Ultra Large Bande.
<b>UWB</b>	Ultra Wide Band
<b>FCC</b>	Federal Communication Commission
<b>GHZ</b>	Gigahertz
<b>dB</b>	decibel
<b>TSA</b>	Tapered Slot Antenna
<b>ETSA</b>	Exponential Tapered Slot Antenna
<b>LTSA</b>	Linearly Tapered Slot Antenna
<b>BLTSA</b>	Broken Linearly Tapered Slot Antenna
<b>CWSA</b>	Constant Width Slot Antenna
<b>DE TSA</b>	Dual Exponentially Tapered Slot Antenna
<b>CST</b>	Computer Simulation Technology
<b>CMOS</b>	Configuration Memory Operating System
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network
<b>FIT</b>	Finite Integrate Technic
<b>LOS</b>	Line-Of-Sight
<b>CST</b>	Computer Simulation Technology

## Table des matières:

Introduction générale.....	1
Chapitre I : les antennes patch.....	4
I.1 Introduction .....	4
I.2 Définition d'une antenne imprimée .....	4
I.3 Choix de la technologie des antennes patches .....	5
I.4 Avantages des antennes imprimées .....	5
I.5 Inconvénients des antennes imprimées .....	6
I.6 Divers types d'éléments rayonnants .....	6
I.7 Techniques d'alimentation .....	7
I.7.1 Alimentation par ligne micro ruban .....	7
I.7.2 Alimentation par sonde coaxiale .....	8
I.7.3 Alimentation couplée par fente (ouverture) .....	9
I.7.4 Alimentation couplée par proximité .....	10
I.8 Mécanisme de rayonnement .....	10
I.9 Élargissement de la bande des antennes imprimées.....	12
I.10 Conclusion .....	13
Chapitre II : La technologie Ultra Large Bande (ULB) .....	15
II.1 Introduction .....	15
II.2 La technologie ultra large bande .....	15
II.2.1 Définition de l'UWB .....	15
II.2.2 Caractéristiques de la technologie UWB .....	16
II.2.3 Différent types d'application de l'Ultra Large Bande .....	17
II.2.3.1 Systèmes d'imagerie radar .....	17
II.2.3.2 Systèmes radar de véhicule.....	18
II.2.3.3 Systèmes de communication : .....	18
II.3 Les antennes Ultra Large Bandes .....	18

II.3.1 Les antennes indépendantes de la fréquence .....	18
II.3.1.1 Les antennes spirales .....	19
II.3.2 Antennes élémentaires .....	24
II.3.2 .1 Antenne biconique .....	25
II.3.2 .2 Antenne discône .....	25
II.3.2 .3 Antenne papillon.....	26
II.3.2 .4 Antenne monopôle plans .....	27
II.3.3 Antennes à transition progressives .....	28
II.3.3.1 L'antenne teardrop .....	28
II.3.3.2 Le cornet coaxial omnidirectionnel .....	29
II.3.3.3 Les antennes à fente à transition progressive .....	29
II.4 Conclusion .....	31
Chapitre III : Outil de Simulation .....	33
III.1 Introduction .....	33
III.2 Analyse numérique avec Microwave Studio de CST .....	35
III.2.1 Construction du modèle numérique .....	35
III.3.2 Configuration du modèle .....	37
III.2.3 Simulation numérique et optimisation .....	39
III.3 Conclusion .....	41
Chapitre IV : Simulation .....	43
IV.1 Introduction .....	43
IV.2 Conception de l'antenne .....	43
IV.2.1 Choix du matériau .....	43
IV.2.2 Première antenne simulée .....	44
IV.2.3 Deuxième antenne simulée .....	49
IV.3 Présentation du modèle utilisé .....	52
IV.4 Antenne avec élément biologique .....	53

IV.5 Patch conformé .....	60
IV.6 Antenne conformée avec élément biologique: .....	62
IV.7 Réseau conformé .....	69
IV.8 Réseau conformé avec élément biologique.....	71
IV.9 Conclusion .....	78
Conclusion générale .....	79
Bibliographie .....	80

## Introduction générale

Depuis le début des années 1990, une technologie particulièrement novatrice se développe l'Ultra Large Bande (ULB). Son principe consiste à générer une impulsion électromagnétique de très courte durée, inférieure ou égale à la nanoseconde, d'allure temporelle maîtrisée, et couvrant une très large bande de fréquences, de plusieurs Gigahertz.

La conception d'antennes pour une utilisation en imagerie micro-onde représente un important challenge pour cette nouvelle technologie ULB. Elles doivent présenter des caractéristiques dictées par la nature de cette technologie en plus des habituels critères de qualité d'une antenne « classique » comme l'adaptation d'impédance, le rendement, et le rayonnement. Ainsi, l'antenne doit présenter un rendement optimal et des caractéristiques constantes sur une très large bande de fréquence mais conserver un coût limité. A cela s'ajoute bien entendu les problèmes d'intégration et donc le besoin de concevoir une structure d'encombrement minimal, sans toutefois détériorer ses performances.

Ce mémoire de master est constitué de quatre chapitres, dont nous donnons une brève description dans les lignes suivantes :

Le premier chapitre est consacré aux rappels théoriques sur les antennes imprimées. Nous présenterons la structure, le mécanisme de rayonnement et les différentes techniques d'alimentations de ces antennes.

Le deuxième chapitre de ce mémoire est consacré à la présentation de la technologie ULB et rappellera tout d'abord sa définition, ses caractéristiques et quelques une des applications qui peuvent tirer avantage de ses performances. La deuxième partie de ce chapitre propose un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB existantes. Il distinguera quatre catégories d'éléments rayonnants possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences : les antennes indépendantes de fréquences, les antennes élémentaires, les antennes à transition progressive et les cornets. Chaque catégorie possède des caractéristiques qui lui sont propres.

Pour obtenir les meilleures prédictions des comportements électromagnétiques il est indispensable de recourir à des logiciels spécifiques. Ainsi le troisième chapitre est consacré à la présentation du logiciel Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology).

Le dernier chapitre de ce mémoire de master s'intéresse au développement d'antennes pour une utilisation en imagerie micro-onde. Une des caractéristiques les plus recherchées était une très large bande passante. Différentes études seront menées sur l'alimentation, l'élément rayonnant et les plans de masse en vue d'adapter la structure à la bande de fréquence souhaitée, mais également dans une optique de miniaturisation et d'optimisation de son rayonnement.

# ***CHAPITRE I :***

## **Les antennes patch**

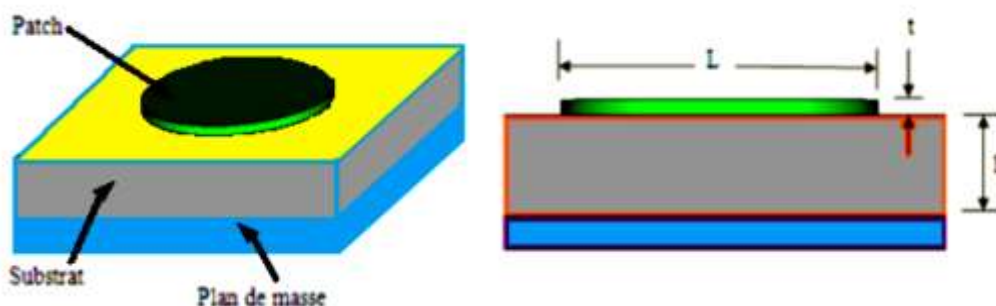
## Chapitre I : les antennes patch

### I.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous présentons, en premier lieu, la définition des antennes imprimées. Nous donnerons ensuite leurs avantages ainsi que leurs inconvénients et les différentes techniques d'alimentation. Finalement, nous terminerons ce chapitre en rappelant brièvement la technique d'élargissement de la bande passante.

### I.2 Définition d'une antenne imprimée :

Une antenne patch se compose d'une pièce métallique rayonnante de forme arbitraire sur un côté (patch ou éléments rayonnants) déposé sur un substrat diélectrique et un plan de masse de l'autre côté figure I.1. Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or, et il peut prendre n'importe quelle forme possible. L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photos gravées sur le substrat diélectrique.



**Figure I. 1 : Présentation d'une antenne patch à élément circulaire**

- \* Les paramètres physiques et géométriques liés à cette structure sont :
- \* La permittivité relative de diélectrique ( $\epsilon_r$ ).
- \* La tangente des pertes ( $tg^{TM}$ ) 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 diélectriques ( $tg\delta < 10^{-3}$ ) dans le but d'avoir une grande efficacité, une large bande passante. Mais dans ce cas la perte par onde de surface augmente et l'antenne devient de plus en plus encombrante. [2]

Les matériaux les plus couramment utilisés sont des composites à base de téflon ( $2 < \epsilon_r < 3$ ,  $tg\delta = 10^{-3}$ ) du polypropylène ( $\epsilon_r = 2.18$ ,  $tg\delta = 3.10^{-4}$ ) ainsi que des mousses synthétiques ( $\epsilon_r = 1.03$ ,  $tg\delta = 10^{-3}$ ).

Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes 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.

### I.3 Choix de la technologie des antennes patchs :

Actuellement, les antennes patchs deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration.

Parmi les avantages de cette technologie d'antennes, on peut citer : leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes. Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes Patchs dans les applications de la communication.

### I.4 Avantages des antennes imprimées :

Les avantages des antennes imprimées sont :

1. Faible poids.

2. Limitation du risque de panne.



3. Faibles coûts de fabrication, production en masse possible.
4. Polarisation linéaire et circulaire.
5. Antennes multi bandes, multi polarisations possibles.
6. Simples, Robustes.
7. non encombrants.

### I.5 Inconvénients des antennes imprimées :

Les inconvénients des antennes imprimées sont :

1. Bande passante étroite,
2. Faible gain,
3. Faibles puissances (quelques dizaines de watts).
4. Rayonnement parasite de l'alimentation.
5. Circuit d'alimentation parfois très complexe.

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

### I.6 Divers types d'éléments rayonnants :

Les divers types d'éléments rayonnants les plus simples sont :

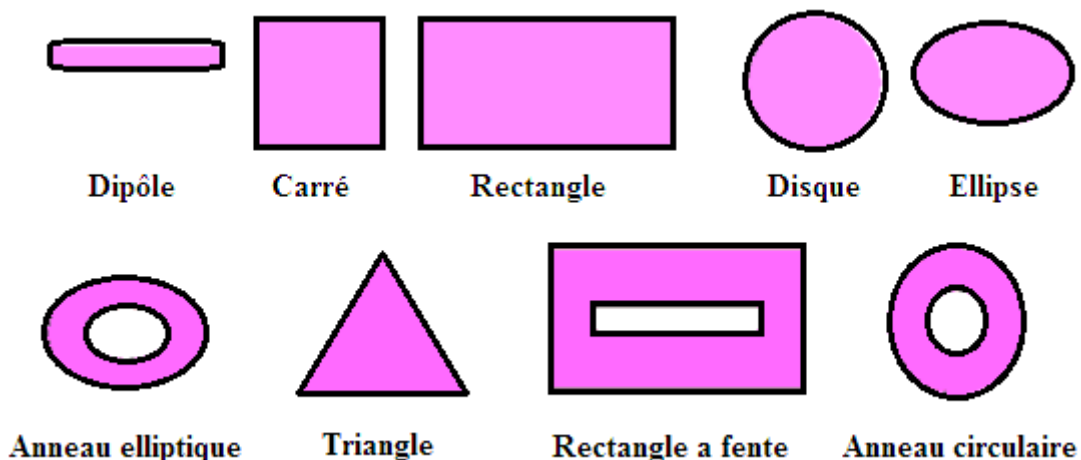


Figure I. 2 : Divers types d'éléments rayonnants

## I.7 Techniques d'alimentation :

L'alimentation joue un rôle très important lors de la conception des antennes imprimées. Elle peut modifier les caractéristiques de rayonnement de celles-ci. L'alimentation pourra être soit centrée soit arbitraire par rapport à la géométrie de l'élément. Par sa position Figure I.3, elle détermine l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation.

Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner.

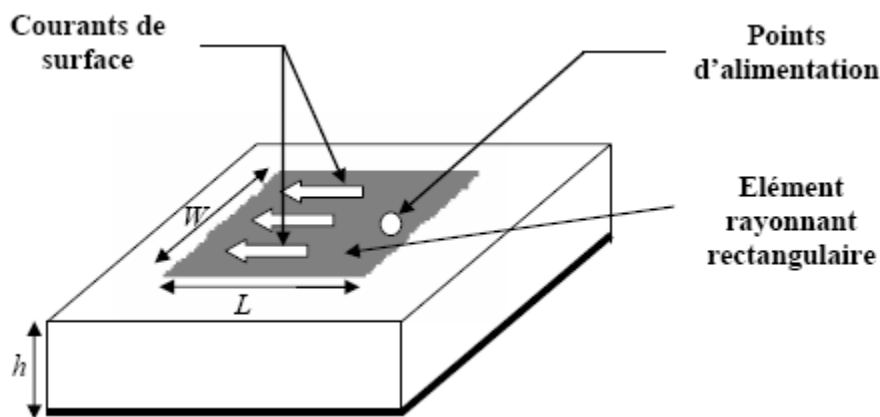


Figure I. 3 : Antenne imprimée rectangulaire alimentée en un point

### I.7.1 Alimentation par ligne micro ruban :

Dans cette méthode d'alimentation, une ligne microruban (généralement de  $50 \Omega$ ) est connecte directement au bord du patch rayonnant figure I.4. La longueur de la bande conductrice est plus petite par rapport au patch. Ce genre d'alimentation a l'avantage que l'alimentation peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure plane.

C'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser.

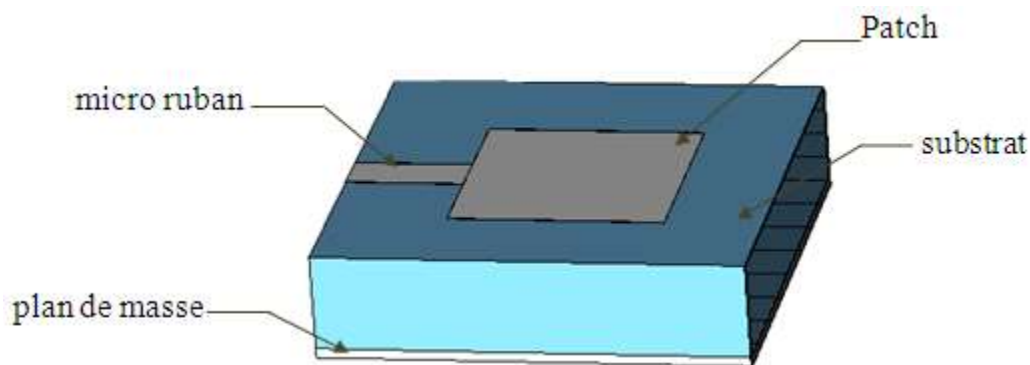
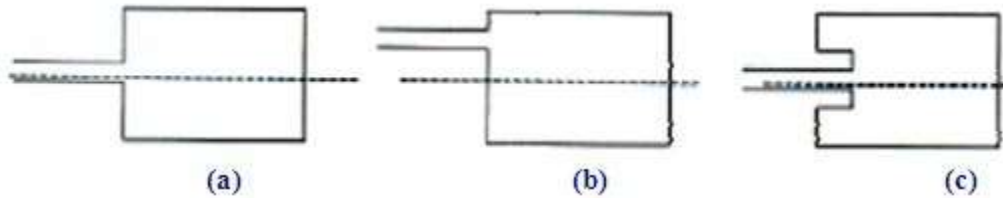


Figure I. 4 : Alimentation par ligne Micro ruban

L'alimentation par ligne microruban peut se faire par connexion directe dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément figure I.5 (a), ou décalé par rapport à cet axe de symétrie figure I.5 (b), si cela permet une meilleure adaptation d'impédance ; dans ce but, l'alimentation axiale avec une encoche donne de bons résultats figure I.5 (c).

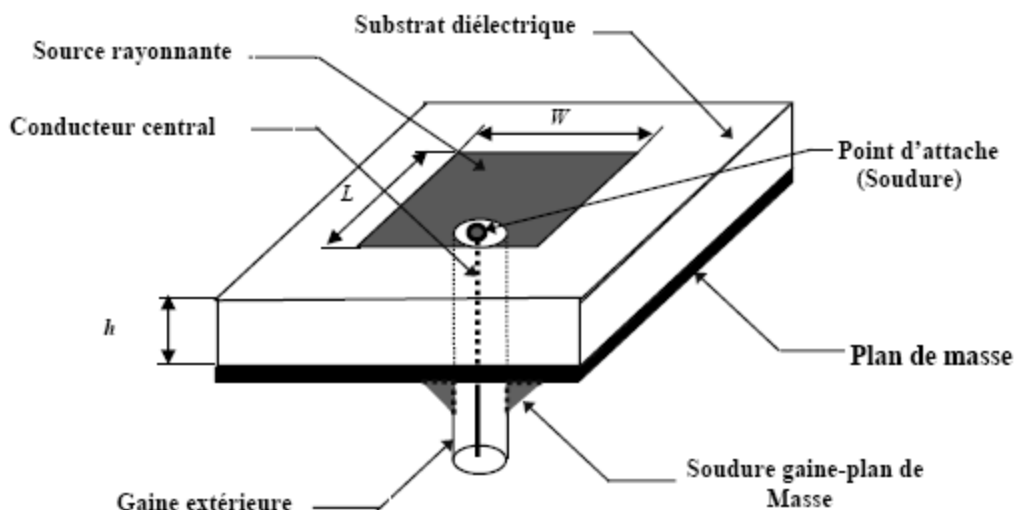


**Figure I. 5 : Différents types d'alimentation par ligne Micro ruban**

(a) axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche

### I.7.2 Alimentation par sonde coaxiale :

Cette méthode d'alimentation a beaucoup été étudiée dans la littérature. Elle a l'avantage de positionner l'alimentation sous l'élément rayonnant et à utiliser une ligne non rayonnant (coaxial), ce qui diminue fortement de rayonnement parasite. Le conducteur central du câble coaxial est soudé sur l'élément rayonnant après avoir traversé le plan de masse et le diélectrique. Le conducteur extérieur est quant à lui soudé au plan de masse. Figure I.6.



**Figure I. 6 : Alimentation par sonde coaxiale**

L'avantage de cette technique est qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit désiré du patch afin d'assurer l'adaptation d'impédance. Cependant son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite et elle manifeste des complexités mécaniques (perçage du substrat, soudure, ...), qui font que ce type d'alimentation devient très coûteux, particulièrement pour les réseaux d'antennes.

### I.7.3 Alimentation couplée par fente (ouverture) :

Dans ce type d'alimentation, le patch rayonnant et la ligne micro ruban d'alimentation sont séparés par le plan de masse figure. I.7. Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une fente ou une ouverture dans le plan de masse.

L'ouverture de couplage est habituellement centrée sous le patch. La quantité de couplage à partir de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture.

Puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation, le rayonnement parasite est minimisé.

L'inconvénient de telle technique et sa complexité de fabrication. Cette complexité réside dans : l'ouverture dans le plan de masse, La réalisation de deux couches diélectriques.

Elle reste tout de même utilisée pour certaines applications, car elle permet une amélioration de la bande passante qui peut aller jusqu'à 25%.

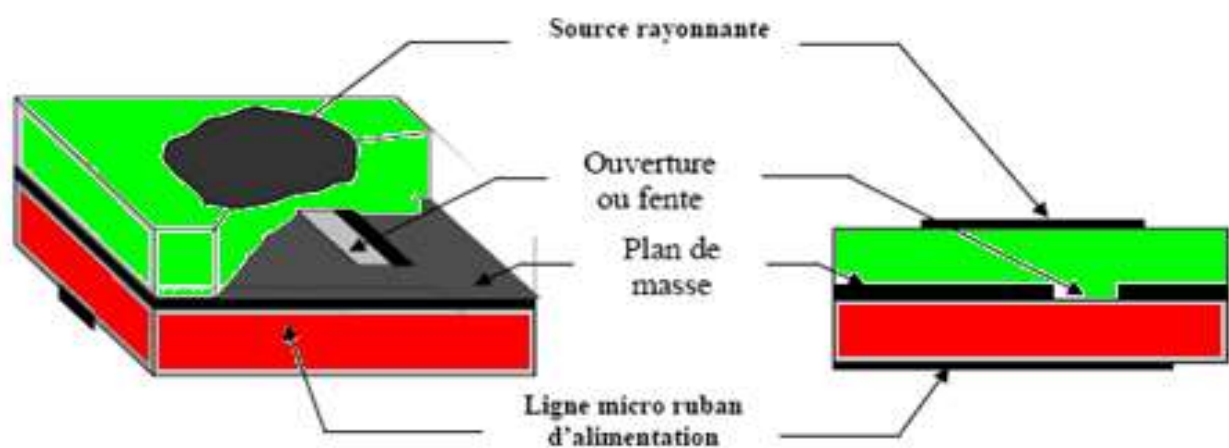


Figure I. 7 : Alimentation couplée par fente

### I.7.4 Alimentation couplée par proximité :

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique.

Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur figure. I.8. L'avantage principal de cette technique est qu'elle élimine le rayonnement parasite due à l'alimentation et fournit une largeur de bande élevée (plus que 13%), en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne microbande.

Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents, un pour le patch et un pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances de l'antenne.

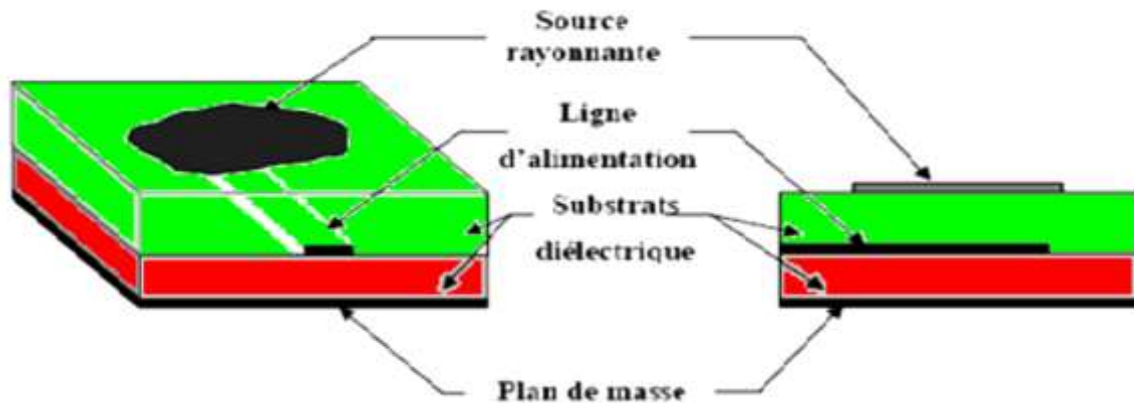
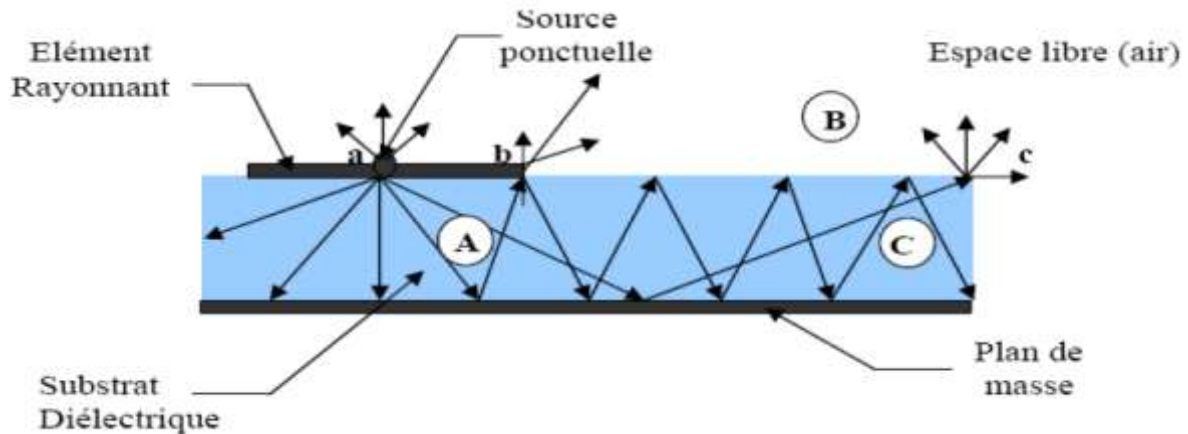


Figure I. 8: Alimentation couplée par proximité

### I.8 Mécanisme de rayonnement :

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique. Considérons la figure I.8:



**Figure I. 9: Mécanisme de rayonnement**

L'élément rayonnant est en fait une multitude de sources ponctuelles similaires à celle qui se trouve au point a. Ces sources isotropiques vont rayonner dans toutes les directions.

Une partie de celui-ci est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite.

Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (point « b ») qui les diffracte et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse. On peut donc envisager trois régions :

### **Région A :**

C'est la plus dense en rayons. Dans cette région le champ électromagnétique s'accumule plus fortement.

Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes micro rubans. Lorsque les fréquences sont basses ; le champ électromagnétique est concentré dans cette zone. Donc il y a propagation sans rayonnement.

### **Région B :**

Région de l'espace libre au-dessus du substrat dans laquelle il y a dispersion libre du champ.

La contribution des sources ponctuelles est faible. La partie la plus grande du rayonnement provient des rayons à l'extrémité du conducteur supérieur (point « b »), le reste du champ demeure à l'intérieur du substrat et sera considéré comme perte dans le diélectrique.

Nous obtenons ainsi une antenne dont le rendement en rayonnement est très limité.

### **Région C :**

Certains rayons atteignent les surfaces de séparation (air-diélectrique) avec une incidence rasante et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il peut arriver que certains de

ces rayons soit diffracté en atteignant le bord (point « c ») du substrat, engendrant ainsi, un rayonnement parasite. Cette dernière est à l'origine du couplage inter éléments, lorsque les antennes imprimées sont mise en réseau.

Au de la d'une certaine fréquence, ce phénomène affecte considérablement le rayonnement de l'antenne. Ce si, détériore la qualité du diagramme de rayonnement, particulièrement au niveau du lobe secondaire. [4]

## I.9 Élargissement de la bande des antennes imprimées :

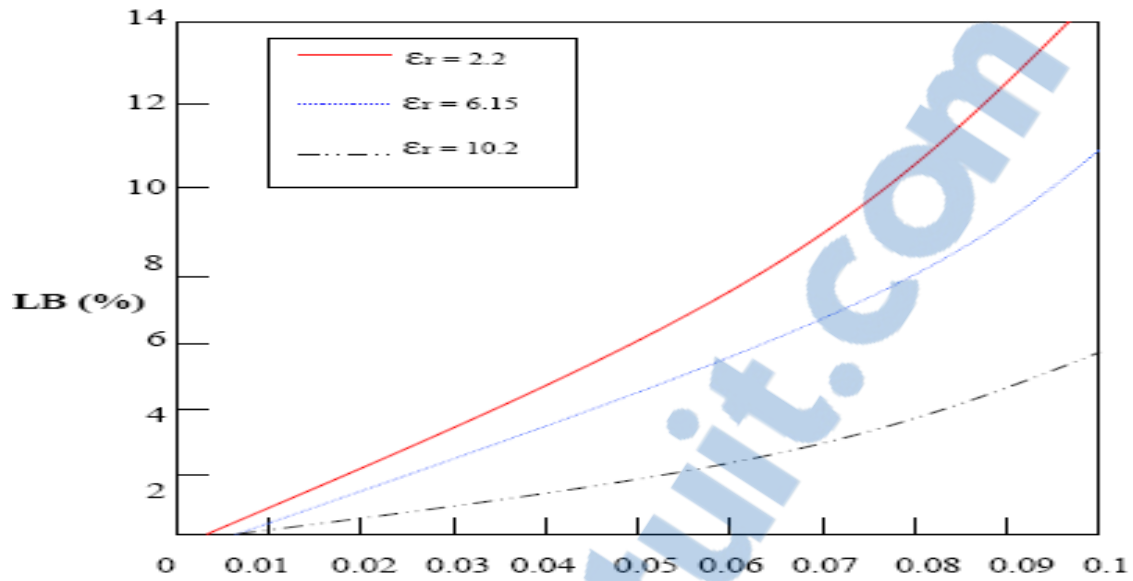
Puisque la largeur de bande dépend de la dimension physique de la plaque, une façon de l'augmenter est d'agrandir les dimensions de l'antenne. Pour un seul élément, la dimension peut être augmentée en rendant l'antenne plus longue, plus large ou plus épaisse. La longueur de la plaque est dictée par l'exigence qu'elle soit résonnante. Elle peut être allongée seulement en décroissant la constante diélectrique du substrat, ce qui n'est pas souhaitable, car un substrat de grande constante diélectrique favorise l'excitation des ondes de surface. La largeur de la plaque peut être augmentée jusqu'à la limite d'une longueur d'onde dans le diélectrique, plus loin que ça, des modes de transmission d'ordres supérieurs peuvent être excités.

La façon la plus facile pour augmenter la largeur de bande est d'utiliser des substrats épais. Une étude paramétrique a été effectuée pour analyser l'impact de cette variable sur la largeur de bande. La figure I.10 montre la largeur de bande en fonction du paramètre  $(h/\lambda_0)$  pour différents substrats.

À partir de ces résultats, on peut conclure que la largeur de bande de l'antenne plaque décroît quand le constant diélectrique  $\epsilon_r$  croît, et elle augmente quand l'épaisseur du substrat augmente.

L'augmentation de la largeur de bande peut être réalisée aussi par un choix approprié de la technique d'alimentation ou du réseau d'impédances d'adaptation. Plus précisément, d'autres méthodes, soit l'adaptation ou la technique d'alimentation ont été utilisées pour augmenter la bande passante d'une antenne imprimée. [5]





**Figure I. 10 : Largeur de bande (%) d'une antenne plaque rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat pour plusieurs constantes diélectriques du substrat [5]**

### I.10 Conclusion :

Ce chapitre a fait l'objet de généralités sur les antennes imprimées, leurs avantages et inconvénients ainsi que leurs techniques d'alimentation les plus utilisées.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter les antennes ultra large bande.

## ***CHAPITRE II :***

# **La technologie Ultra Large Bande (ULB)**

## Chapitre II : La technologie Ultra Large Bande (ULB)

### II.1 Introduction :

La technologie Ultra Large Bande (ULB) ou Ultra Wide Band (UWB) est une technologie de transmission sans fil utilisant les ondes radio. Elle est née au début des années soixante.

Ce chapitre présente la technologie ULB d'une manière générale, ses caractéristiques, les nombreux domaines d'application. La dernière partie de ce chapitre se conclura par une présentation des différentes antennes existantes les plus connues, possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences.

### II.2 La technologie ultra large bande :

La technologie Ultra Large Bande (ULB) ou Ultra Wide Band (UWB) est une technologie de transmission sans fil utilisant les ondes radio. C'est une technologie vieille de plus de 100ans. A l'origine destinée à des fins militaires par le gouvernement Américain, elle est en phase de surpasser tous les systèmes radio travaillant sur de courtes distances.

Dix fois plus rapide que le WI-FI, cette technologie utilise une très large bande de fréquences dans la plage de 3,1 GHz à 10,6 GHz ; ce qui se traduit dans le domaine temporel par l'émission de courtes impulsions d'une durée inférieure à la nanoseconde pour transmettre l'information.

#### II.2.1 Définition de l'UWB :

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

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

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



Où  $f_H$  et  $f_L$  désignent respectivement les fréquences limites basse et haute du spectre de signal, fréquences prises à -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

La plupart des concepteurs de systèmes ULB adoptent une autre définition, à savoir une bande passante – 10 dB supérieure à 1.5 GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système).

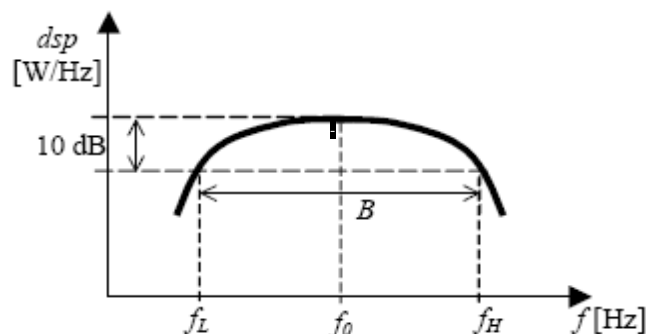


Figure II. 1 : Densité spectrale de puissance (dsp) d'un signal UWB

## II.2.2 Caractéristiques de la technologie UWB :

La technologie ULB a plusieurs caractéristiques qui la distinguent des systèmes à bande étroite conventionnels :

- ✓ Faible puissance :
  - La caractéristique la plus importante de la technologie UWB est sans nul doute la faible puissance utilisée. Elle permet, par l'étalement de l'énergie totale sur une très large bande de fréquences, de ne pas interférer avec d'autres systèmes à bande étroite pour lesquels elle apparaît à un niveau de densité spectrale de puissance assimilable à du bruit. Elle permet ainsi d'améliorer l'utilisation d'un spectre des fréquences très occupé en permettant un « partage » de ce spectre avec d'autres systèmes sous licence.
- ✓ Une communication protégée :
  - Les signaux UWB peuvent être produits sous une forme semblable au bruit, ou être transmis à un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieur au bruit de fond des récepteurs de radiocommunication classique. Ce qui peut s'avérer un atout majeur pour l'acheminement de données confidentielles puisque ce type de signaux est

extrêmement difficile à détecter. Cela explique l'utilisation de l'ULB à des fins uniquement militaires avant les années 1990 aux états-unis.

- ✓ Une faible susceptibilité à l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples :
- Parce que la durée de transmission d'une impulsion est plus courte ( $< \text{nanoseconde}$ ), les impulsions réfléchies ont une probabilité extrêmement faible d'entrer en collision avec les impulsions du LOS (line of sight).
- ✓ Une propriété de pénétration :
- Les caractéristiques de large bande de fréquence permettent la pénétration des ondes EM dans les matériaux (béton, plâtre, ...), les sols, les tissus biologiques grâce aux fréquences basses du spectre ce qui est intéressant dans le domaine médical. Les fréquences hautes du signal émis offrent quant à elles de bonnes résolutions.

### II.2.3 Différent types d'application de l'Ultra Large Bande

En février 2002, la FCC a défini trois types d'applications pour l'ULB [10]

- Bande 0.61 – 10.GHz : radar GPR et radar "seethroughwall"
- Bande 3.1 - 10.6 GHz : Applications médicales (imagerie).
- Bande 2.99 - 10.6 GHz : Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

La technologie UWB est présentée comme une solution très intéressante et innovatrice pour un grand nombre d'applications qui sont généralement classées en trois catégories [10]:

#### II.2.3.1 Systèmes d'imagerie radar :

Cette catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR), d'imagerie de l'intérieur des murs, d'imagerie médicale pour la détection de tumeurs, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. En effet, pour cette application, le fait de transmettre une impulsion très rapide et de très faible durée est intéressant car la résolution des systèmes radar est directement proportionnelle à la largeur de bande de l'impulsion.

Le signal UWB permet de mesurer les distances avec précision. Les principaux utilisateurs des systèmes sont des spécialistes dans les domaines de l'application de la loi, de

la recherche et du sauvetage, de la construction et de l'exploitation minière, ainsi que de la géologie et de la médecine.

### **II.2.3.2 Systèmes radar de véhicule :**

Ces systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables grâce à l'utilisation des radars d'avertissement de collision, ils sont intégrés au système de navigation du véhicule. Ils peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule. Les systèmes de cette catégorie sont surtout utilisés à l'extérieur, ce qui pourrait accroître le risque de brouillage d'autres services.

### **II.2.3.3 Systèmes de communication :**

Cette catégorie présentera certainement la plus grande prolifération en raison de possibilité d'utilisation massive des dispositifs UWB dans les immeubles à bureaux, les salles de réunion et de conférence et les endroits publics (par exemple les aéroports ou les centres commerciaux).

Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance, notamment les réseaux personnels sans fil et les systèmes de mesure.

## **II.3 Les antennes Ultra Large Bandes :**

Il existe différentes antennes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. On se contentera de présenter les structures les plus connues car les plus utilisées.

### **II.3.1 Les antennes indépendantes de la fréquence :**

Théoriquement, les antennes indépendantes de la fréquence sont des antennes dont le diagramme de rayonnement, l'impédance d'entrée et la polarisation restent virtuellement inchangés sur une bande passante quasiment infinie. Leur fonctionnement est basé sur le principe de dimensionnement d'une antenne en fonction de la fréquence de travail. En effet, si l'on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur  $X$ , les performances de l'antenne restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même facteur  $X$  [11].

On présentera dans ce paragraphe plusieurs antennes indépendantes de la fréquence couramment utilisées.

### II.3.1.1 Les antennes spirales :

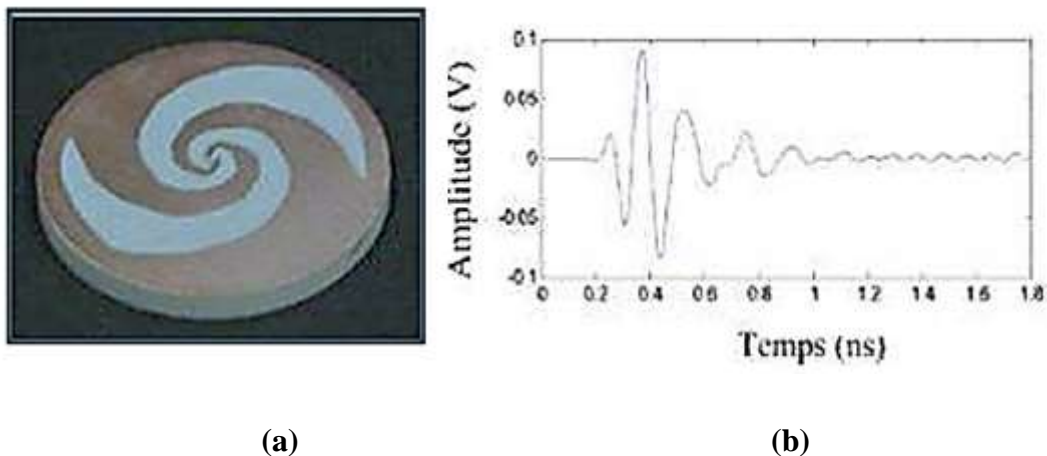
Il existe trois types de spirales: spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède [10].

#### II.3.1.1.1 Les antennes spirales logarithmiques :

L'antenne spirale équiangulaire ou logarithmique fait partie des antennes indépendantes de la fréquence, puisqu'elle peut être définie uniquement par ses angles. Son équation en coordonnées polaires ( $\rho, \theta$ ) peut s'écrire sous la forme:

$$\rho = k e^{a\theta} \quad (\text{II.2})$$

Où  $k$  et  $a$  sont deux constantes



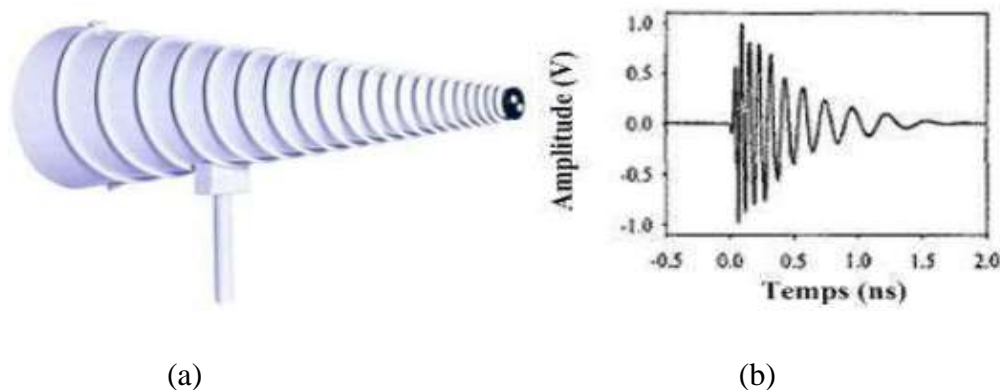
**Figure II. 2: (a) Antenne spirale logarithmique (b) Impulsion rayonnée par l'antenne spirale logarithmique dans le plan E.**

Théoriquement, l'antenne spirale logarithmique possède une bande passante infinie. Mais réellement, elle couvre une bande passante de quelques octaves car ses dimensions géométriques sont finies. La fréquence haute d'adaptation est limitée par l'espace entre les deux conducteurs (espaces relativement faibles par rapport à la longueur d'onde).

Par ailleurs, plus la fréquence est basse, plus les parties de la spirale qui vont participer au rayonnement sont éloignées de l'alimentation et donc du centre de l'antenne, et inversement, plus la fréquence est élevée, plus les parties participant au rayonnement se trouvent rapprochées du centre de l'antenne. Ce comportement, caractéristique des antennes indépendantes de la fréquence montre que le centre de phase varie en fonction de la fréquence et que par conséquent cette antenne est dispersive.

#### II.3.1.1.2 Les antennes spirales coniques :

L'antenne spirale conique est la version à 3 dimensions de l'antenne spirale logarithmique, le principe de fonctionnement équiangulaire est donc le même, et l'antenne est dimensionnée identiquement sur une très large bande de fréquence.



**Figure II. 3: (a) Antenne spirale équiangulaire conique. b) impulsion rayonnée par l'antenne spirale conique**

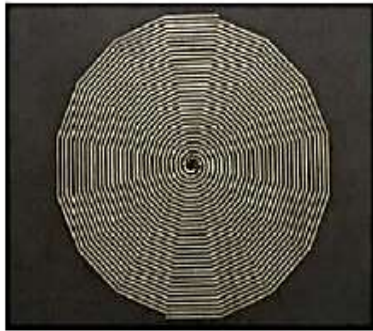
#### II.3.1.1.3 Les antennes spirales d'Archimède :

Cette antenne formée de deux spirales, possède un rayonnement analogue à celui de la spirale logarithmique.

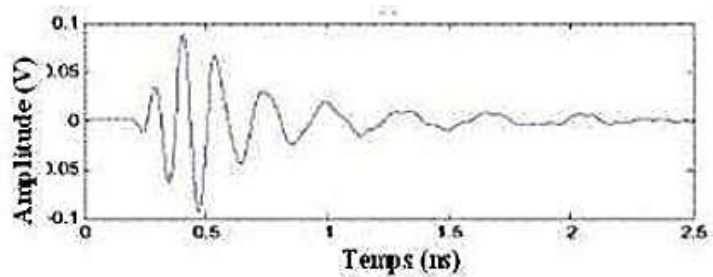
Ce type d'antenne est plus utilisé que les antennes à spirale logarithmique car, à performance égale (même bande passante), cette structure est plus compacte que la spirale logarithmique: L'étalement linéaire des brins de la spirale permet de faire plus de tours par unité de surface que l'antenne équiangulaire. Ses spécificités ressemblent beaucoup à celles



des types d'antennes à spirales que l'on a vues précédemment. Sa bande passante est de plusieurs octaves et est limitée par les rayons externes de la spirale, sa polarisation est circulaire et son diagramme de rayonnement bidirectionnel.



(a)



(b)

**Figure II. 4: (a) Antenne spirale d'Archimède (b) Impulsion rayonnée de l'antenne spirale Archimède dans le plan E**

### II.3.1.2 Antenne log-périodique

Elles s'appuient sur le principe d'une antenne dimensionnée pour toutes les fréquences mais de façon périodique et non répétitive comme c'est le cas des antennes que l'on a vues précédemment. Ainsi, si une structure rayonnante est transformée en une autre structure identique par la multiplication de ses dimensions par  $\tau$ , toutes les deux présentent les mêmes performances (adaptation et diagramme de rayonnement) l'une à la fréquence  $f$  et l'autre à la fréquence  $f/\tau$ . En répétant cette transformation  $N$  fois les performances sont les mêmes aux fréquences  $f_0 \tau^N$  où  $f_0$  est la fréquence de référence et ont une période de répétition de  $\log(\tau)$  en fonction de  $\log f$ , d'où leur appellation.



Figure II. 5 : Antenne log périodique

Leur principe est donc analogue à celui des antennes indépendantes de la fréquence, à la différence qu'elles ne sont pas entièrement définissables uniquement par des angles et ne répondent donc pas exactement à leurs définitions. Généralement seule l'enveloppe des structures log périodiques est définissable sur un angle constant, mais les formes à l'intérieur de cet espace peuvent varier (dipôles, trapèze, arc de cercle...)

#### II.3.1.2.1 Antenne log-périodique de forme circulaire :

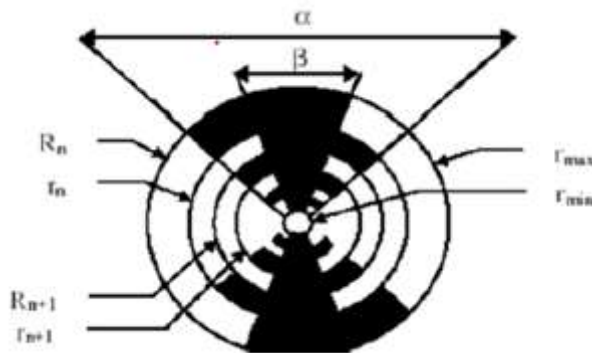


Figure II. 6 : Antenne log-périodique circulaire.

Cette antenne de forme circulaire est déterminée par les relations suivantes :

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n} \quad (\text{II.3})$$

Qui définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne

$$\chi = \frac{r_n}{R_n} \quad (\text{II.4})$$

Qui définit la largeur des dents

- $\alpha$  et  $\beta$  définissent la longueur des dents
- $r_{\min}$  et  $r_{\max}$  limitent les extrémités de la structure

Cette antenne peut avoir une bande passante de plusieurs octaves. La fréquence basse d'adaptation est fixée par la dimension de la plus longue des dents ( $\lambda/4$  à cette fréquence) et la fréquence est reliée à la dent de plus petite dimension. La conséquence immédiate de ceci est que l'antenne est dispersive, comme pour les autres antennes indépendantes de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement est bidirectionnel. Il est symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant la normale à ce plan et des minima dans ce plan. L'ouverture dépend fortement du rapport de périodicité. Le gain vaut typiquement 4 dB. La polarisation est linéaire avec des ouvertures identiques dans les plans E et H.

#### II.3.1.2.2 Antenne log-périodique de forme trapézoïdale :

L'antenne log périodique de forme trapézoïdale est un autre exemple d'antenne log périodique. Cette antenne se déduit aisément de la précédente.

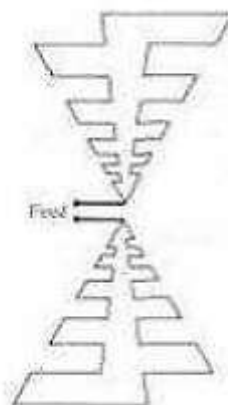


Figure II. 7 : Antenne log-périodique de forme trapézoïdale

Etant plus facile à construire que la précédente, plus couramment utilisée que l'antenne de forme circulaire, Cette antenne possède exactement les mêmes caractéristiques : diagramme de rayonnement bidirectionnel, bande passante de plusieurs octave, antenne dispersive.

### II.3.1.2.3 Antenne LPDA (log periodic dipole array):

L'antenne dipôle log périodique correspond à une antenne log périodique trapézoïdale dont l'angle  $\beta$  tendrait vers 0, ce qui réduit alors les triangles alimentant les dipôles parallèles en simples lignes. De la même façon que pour les autres antennes log périodiques, le rapport de périodicité  $\tau$  est le rapport entre deux longueurs de dipôles consécutifs. Les dipôles sont connectés alternativement par une ligne de transmission centrale symétrique qui peut être croisée pour éviter le rayonnement arrière, comme le montre la figure II.8.



**Figure II. 8 : Réalisation pratique de l'antenne LPDA et de son alimentation.**

## II.3.2 Antennes élémentaires

On peut obtenir des antennes ayant naturellement à la fois une très large bande passante et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Ces antennes sont une évolution directe des monopoles et des dipôles de base (doublet de Hertz). On sait que plus un dipôle est épais, plus grande est sa bande passante. A partir de cette simple constatation, de nombreuses antennes large bande ont été conçues.

On peut distinguer deux catégories d'antennes large bandes omnidirectionnelles: les antennes biconiques et les antennes monopoles/ dipôles large bandes.

### II.3.2 .1 Antenne biconique :

Le concept de l'antenne biconique est basé sur le fait qu'un dipôle construit à l'aide d'un fil épais offre une bande passante plus grande que s'il est construit avec un fil fin. Ce concept peut être étendu pour obtenir une bande passante encore plus importante en utilisant des conducteurs évasés. On forme ainsi la structure biconique montrée sur la figure II.9.

L'antenne biconique peut être analysée comme si la ligne de transmission biconique de l'antenne était évasée jusqu'à l'infini. L'antenne biconique infinie agit comme un guide pour une onde sphérique.

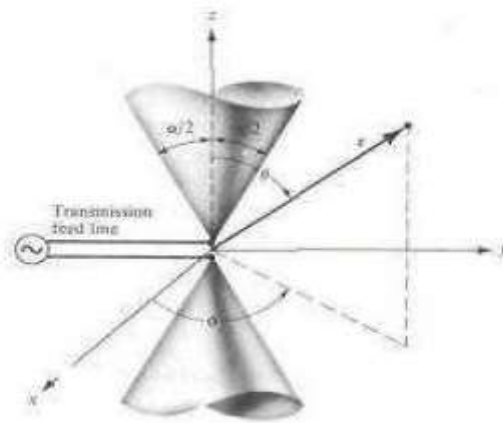


Figure II. 9 : Antenne biconique infinie.

### II.3.2 .2 Antenne discône

L'antenne discône est une antenne biconique dont l'un des cônes est remplacé par un plan de masse infini qui peut être circulaire ou rectangulaire remplaçant le second cône de l'antenne biconique. Ce qui fait que la structure totale de l'antenne est constituée d'un disque et d'un cône (d'où son appellation)

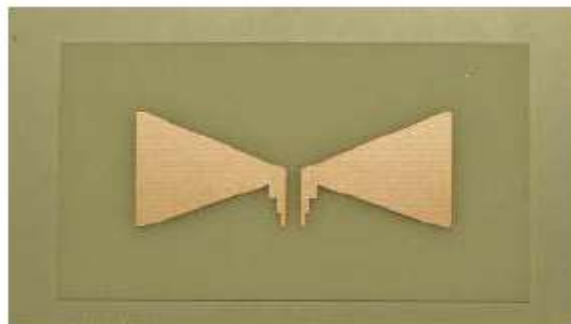




**Figure II. 10 : antenne discône**

### **II.3.2 .3 Antenne papillon :**

De par ses bonnes caractéristiques en termes de bande passante, mais également de rayonnement, l'antenne papillon représente une bonne base pour concevoir de nouvelles antennes ULB. Le but principal de ces antennes est de conserver ses caractéristiques idéales, tout en étant plus légères, et on présentant une géométrie plus simple, moins coûteuse à réaliser et surtout moins encombrante. Ainsi l'antenne biconique est une version planaire de l'antenne biconique finie, qui peut être imprimée sur substrat. Il s'agit d'une structure symétrique.



**Figure II. 11 : antenne papillon**

### II.3.2 .4 Antenne monopôle plans

De nombreuses études ont été menées sur différentes formes de plans de masse infinis, les structures triangulaires et rondes présentent généralement de bonnes bases d'antennes à caractère large bande, leur optimisation amène à des formes de monopôles très variées.

➤ **Monopôle circulaire :**

C'est la première antenne large bande du type monopoles plans qui a été conçue et réalisée en 1992 par Honda.

L'antenne monopole circulaire plan est constituée d'un disque plat rayonnant monté sur un plan de masse de dimensions au moins égales à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse d'adaptation de l'antenne pour éviter les réflexions qui proviennent du plan de masse.

L'élément peut être de forme elliptique, cependant un fort rapport d'ellipticité dégrade la bande passante de l'antenne.

➤ **Monopôle triangulaire :**

Le monopole triangulaire est la version planaire de l'antenne conique, et est constituée d'un triangle plat rayonnant monté sur un plan de masse. Le triangle inversé présente aussi des performances intéressantes en termes de bande passante.

➤ **Monopôle trapézoïdal :**

Le monopôle trapézoïdal est proposé comme étant une variation d'un monopôle carré dont on fait varier les largeurs de l'élément rayonnant. De même, que pour les autres monopôles, les dimensions du plan de masse doivent également être suffisantes afin de ne pas dégrader les performances de l'antenne en termes de bande passante ou de rayonnement.

➤ **Monopôle papillon :**

Le monopôle papillon est également une variation autour du monopôle carré afin d'augmenter la bande passante, l'élément rayonnant est pincé à mi-hauteur dessinant la forme du papillon.

L'écartement entre le monopôle et le plan de masse est important. En effet, plus l'écartement est grand plus la bande passante est large.

### II.3.3 Antennes à transition progressives

Les antennes à transition progressives s'appuient sur l'idée qu'une antenne peut être vue comme une région de transition entre un guide d'onde ou tout autre système d'alimentation et l'espace libre. Cependant elles s'évasent pour amener progressivement la structure à l'impédance du vide et rayonner l'onde jusqu'alors guidée [10].

Cette forme évasive débouche sur une ouverture rayonnante adaptée à l'impédance du vide dont la géométrie est travaillée afin de minimiser les réflexions en bout de structure.

#### II.3.3.1 L'antenne teardrop :

Il s'agit d'une transition à partir d'un guide d'onde coaxial s'évasant progressivement. Du fait de sa structure et de son fonctionnement, cette antenne rayonne une onde guidée dans l'espace.

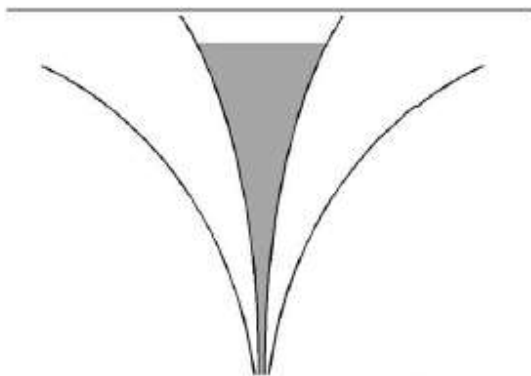


Figure II. 12 : exemple de transition

Progressive

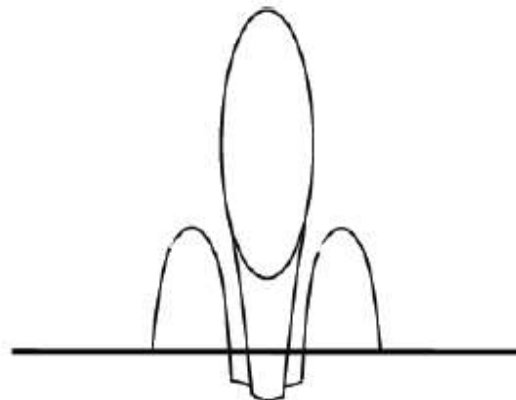


Figure II. 13 : coupe de l'antenne

teardrop



### II.3.3.2 Le cornet coaxial omnidirectionnel :

De la même manière que l'antenne teardrop, cette antenne est développée à partir d'un guide d'onde coaxial. En adoptant une forme évulsive graduelle, celle-ci rayonne avec peu de réflexions en bout de structure, et ce sur une très large bande de fréquences.

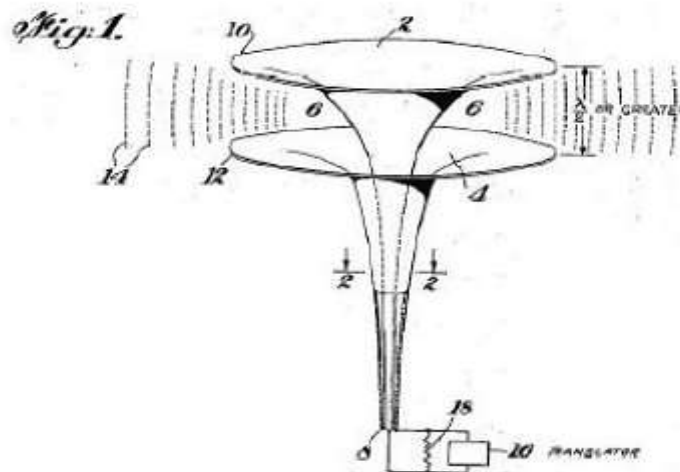


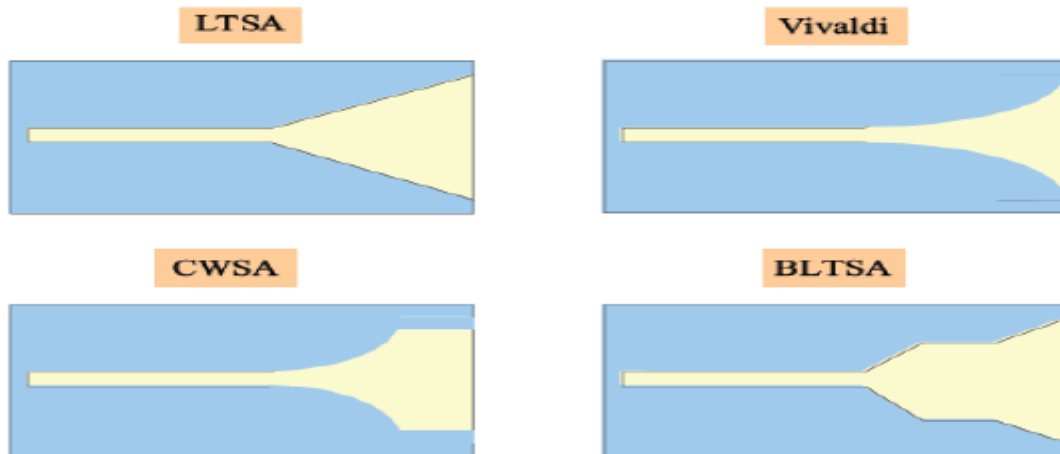
Figure II. 14 : Représentation du cornet omnidirectionnel

### II.3.3.3 Les antennes à fente à transition progressive :

Les antennes à fente à transition progressive ou *Tapered Slot Antenna* (TSA) sont les plus représentatives en technologie microruban. Elles ont été introduites en 1974 par Lewis et Gibson avec l'antenne Vivaldi. Elles sont généralement constituées par une ligne à fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à une discontinuité finale.

Le profil de ces ouvertures peut être de différentes formes suivant les spécifications de rayonnement souhaitées. Ainsi, les antennes Vivaldi ou ETSA présentent un profil de transition exponentiel ou elliptique et se caractérisent par une faible polarisation croisée.

Mais d'autres types de transitions ont été étudiés comme l'antennes à fente à transition progressive linéaire (LTSA), à ligne brisée (BLTSA), ou exponentielle puis constante (CWSA).



**Figure II. 15 : Différents types d'antennes TSA**

Les antennes TSA sont adaptées sur une très large bande passante. Leur diagramme de rayonnement est unidirectionnel dans le plan du substrat et présente un faible niveau de polarisation croisée. Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes peuvent aller jusqu'à 10 dBi selon le type de profil.

Originellement, les antennes TSA sont alimentées par une ligne à fente s'évasant progressivement, comme décrit la figure II.15. Tant que l'onde se propage dans la fente étroite, dans un substrat de permittivité supérieure à celle de l'air, les champs restent confinés dans la fente et l'antenne se comporte comme une ligne de transmission très efficace. En élargissant la fente puis en l'ouvrant à son extrémité, celle-ci devient alors une véritable antenne rayonnant par cette ouverture un champ électrique parallèle au plan du substrat.

Il existe plusieurs types d'antennes Vivaldi comme l'antenne Vivaldi antipodale schématisée dans la figure II-16. Cette antenne propose une transition à partir d'une ligne microruban permettant d'avoir une alimentation non symétrique qui peut être connectée à un câble coaxial. L'antenne est imprimée sur les deux faces du substrat.

Le côté plan de masse de la ligne micro ruban se rétrécit rapidement afin de former une section à paire de rubans qui sert de transition et vient symétriser la structure. La partie rayonnante est alors constituée par la fente évasive formée entre les deux métallisations de part et d'autres du substrat.



**Figure II. 16 : Antenne Vivaldi antipodale**

Une dernière possibilité d'alimentation est la réalisation d'une antenne TSA à partir d'une ligne tri plaque, la ligne microruban et son prolongement étant alors enfermés entre deux épaisseurs de substrat comportant chacune un plan de masse métallique au dessin identique. Cette technique améliore la pureté de polarisation en symétrisant le champ électrique dans la fente, en le ramenant dans le plan du substrat.

Une des caractéristiques et avantages des antennes ETSA est que leur partie rayonnante est bien séparée du circuit d'alimentation placé en amont. Elle peut être alors optimisée pour éviter la détérioration de la qualité d'adaptation.

## **II.4 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technologie ULB d'une manière générale, ses caractéristiques, les nombreux domaines d'application. Nous avons présenté aussi différentes antennes existantes les plus connues, possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences.

Les principales caractéristiques de l'UWB, justifient l'engouement actuel du monde des télécommunications pour cette technologie, et attribuent à celle-ci le statut d'un candidat potentiel et prometteur. Cependant, cette technologie impose des défis à relever par exemple au niveau de la conception d'antennes. Ainsi, on propose dans les chapitres suivants d'étudier la problématique de conception d'antennes UWB ainsi que leur caractérisation et l'analyse de leur performance.

# ***CHAPITRE III :***

## **Outil du Simulation**

## Chapitre III : Outil de Simulation

### III.1 Introduction :

Pour obtenir les meilleures prédictions des comportements électromagnétiques il est indispensable de recourir à des logiciels spécifiques. Ainsi nous avons retenu le logiciel Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology) pour étudier et concevoir les antennes.

Microwave Studio est un outil de simulation électromagnétique conçu par la compagnie CST [14]. Ce logiciel permet de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de circuits micro-onde autant de type coaxial que Microstrip.

Microwave Studio offre une interface graphique conviviale et facile à utiliser. Une capture d'écran de cette interface est donnée à la figure III.1. Cet outil permet de construire des modèles en 3 dimensions avec une grande facilité. En effet, l'outil inclut les primitives d'objet comme des cubes, sphères, etc. Contrairement aux autres outils, l'édition du modèle s'effectue en trois dimensions. Donc, il ne s'agit pas de spécifier l'épaisseur des différentes couches de matériaux et faire le modèle en 2 dimensions, mais bien de modéliser chaque couche. Il est donc possible de construire des modèles complexes en 3 dimensions et on peut même importer des structures de logiciel tel que Catia.

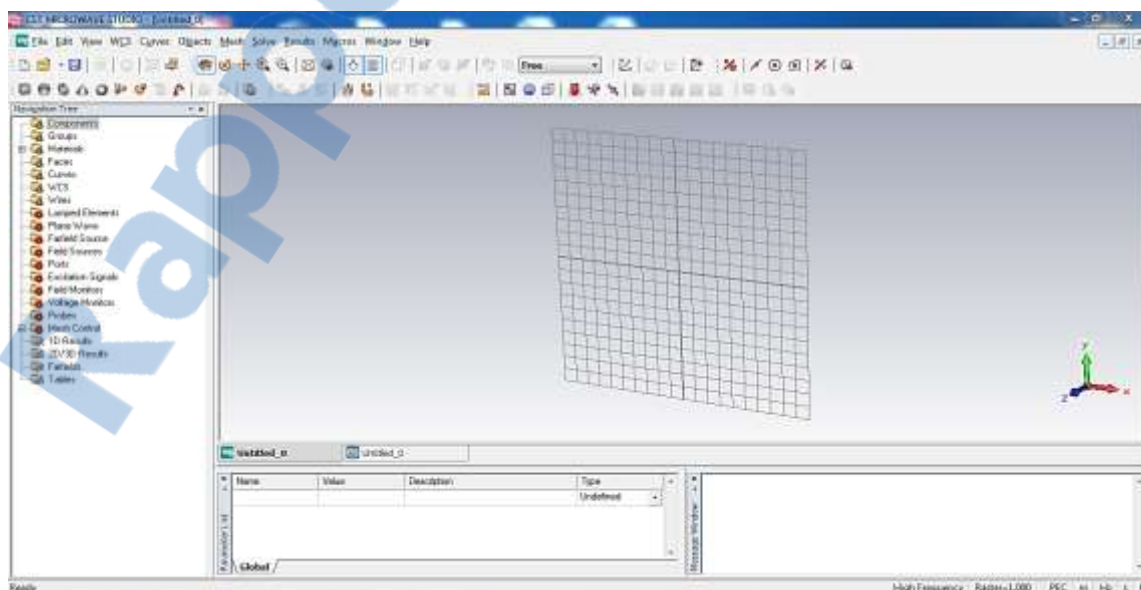


Figure III. 1 : Interface graphique du CST [14]

Une des options intéressantes de cet outil est qu'il est possible de créer des variables qui pourront être utilisées pour spécifier les dimensions d'une composante. Donc, si on crée notre modèle en utilisant des variables et que plus tard on veut changer une dimension, on peut le faire rapidement simplement en changeant la valeur de la variable ciblée et le modèle va s'adapter automatiquement.

Microwave Studio offre aussi plusieurs graphiques différents pour faciliter l'analyse de notre antenne. Par exemple, on peut voir le 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, la courbe du VS WR et bien d'autres.

Une autre option intéressante de Microwave Studio est l'optimisation du modèle afin que celui-ci rencontre divers critères de performance, comme un VSWR minimal à la fréquence de résonance désirée. Cette optimisation se fait en quelques étapes rapides, qui consistent à sélectionner les variables à optimiser. Il est donc nécessaire d'utiliser des variables dans la création de notre modèle pour avoir accès aux options d'optimisation. Après avoir sélectionné les paramètres d'optimisation et avoir défini leurs bornes, il faut choisir pour quelle réponse on fait l'optimisation. Cette réponse peut être les paramètres S, l'impédance, le VSWR, etc. Cette fonctionnalité sera très intéressante à utiliser dans la conception de l'antenne En microruban, pour ne pas dire nécessaire.

De plus, Microwave Studio fait les simulations avec une mise à la terre finie et on a la possibilité de spécifier les conditions aux bornes de la composante. Ces 2 caractéristiques augmentent donc le réalisme des simulations et nous permettent d'analyser le comportement d'une composante lorsque les conditions aux bornes changent.

Le logiciel Microwave-studio de CST utilise la méthode des intégrales finies (Finite Integral Technique) qui a été proposée par Weiland [15] en 1977. Cette méthode consiste à échantillonner spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Le maillage généré est donc volumique. Dans Microwave-studio, chaque cellule du maillage est cubique. L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles par des différentielles.

### III.2 Analyse numérique avec Microwave Studio de CST :

Le processus d'analyse numérique avec Microwave Studio peut être divisé en 3 étapes. Premièrement, la construction du modèle, ensuite la configuration générale du modèle et pour terminer la simulation et l'optimisation.

#### III.2.1 Construction du modèle numérique :

La première chose à faire lorsque l'on commence un nouveau projet dans Microwave Studio est d'établir la liste des matériaux utilisés. Pour ce faire, on peut charger des matériaux provenant de la librairie de Microwave Studio à partir du menu « *Solve* » ou directement à partir du répertoire « *Materials* » que l'on voit sur la figure III.1. De plus, si l'on ne trouve pas le matériau répondant à nos besoins, on peut en créer un en entrant les propriétés que l'on désire.

Ensuite, la prochaine étape consiste à créer la liste des composantes du projet. Par exemple, pour une antenne en microruban on peut définir les composantes suivantes, plan de masse, ligne d'alimentation et élément de rayonnement. Cette liste de composante servira à classer les différentes composantes de l'antenne de sorte qu'il soit facile d'éditer nos composants. L'ajout d'une composante se fait à partir d'un menu déroulant que l'on appelle à partir du répertoire « *Components* », voir figure III.1.

La dernière étape consiste à créer le modèle en 3 dimensions. Cette étape se fait en choisissant les formes de base à implanter à partir du menu « *Objects* ⇌ *Basic Shapes* » montré sur la figure III.2.

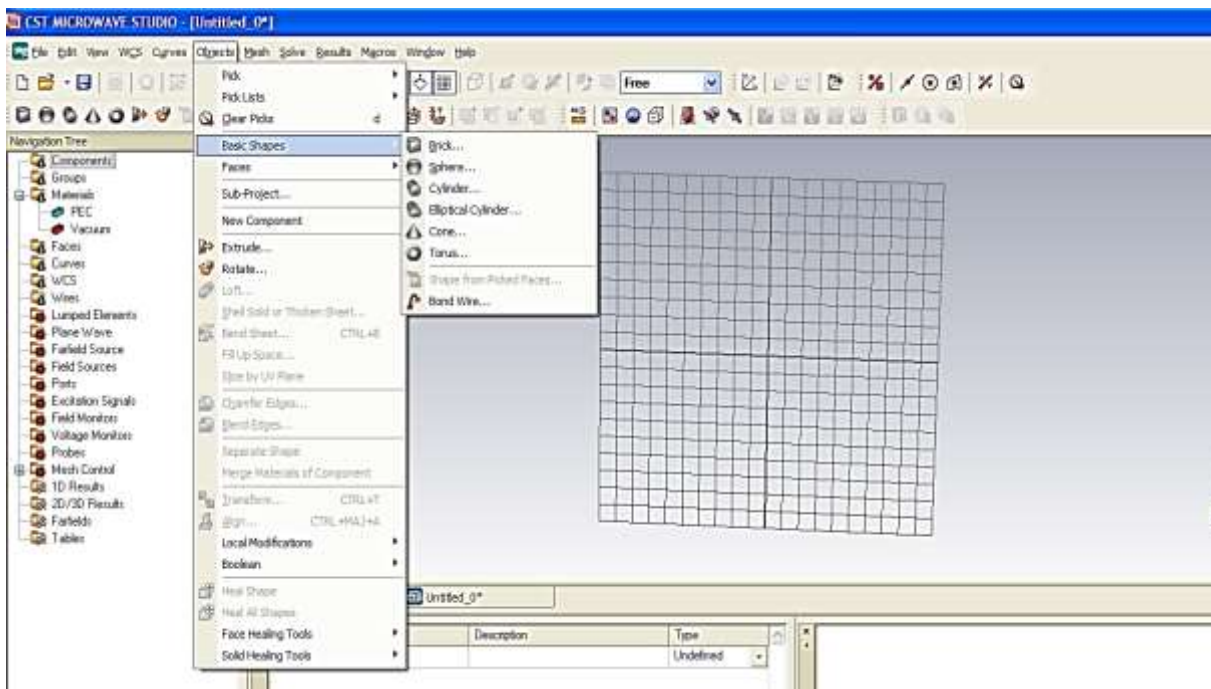


Figure III. 2 : Menu « *objects* » dans Microwave Studio [14]

Après avoir choisi la forme de base, il suffit de cliquer sur la fenêtre d'édition pour positionner la pièce de façon grossière figure III.3. Quand le positionnement est terminé, une fenêtre s'ouvre et l'on peut spécifier les coordonnées exactes. De plus, il faut définir le matériau dont la pièce est composée ainsi que la composante dont elle fait partie.

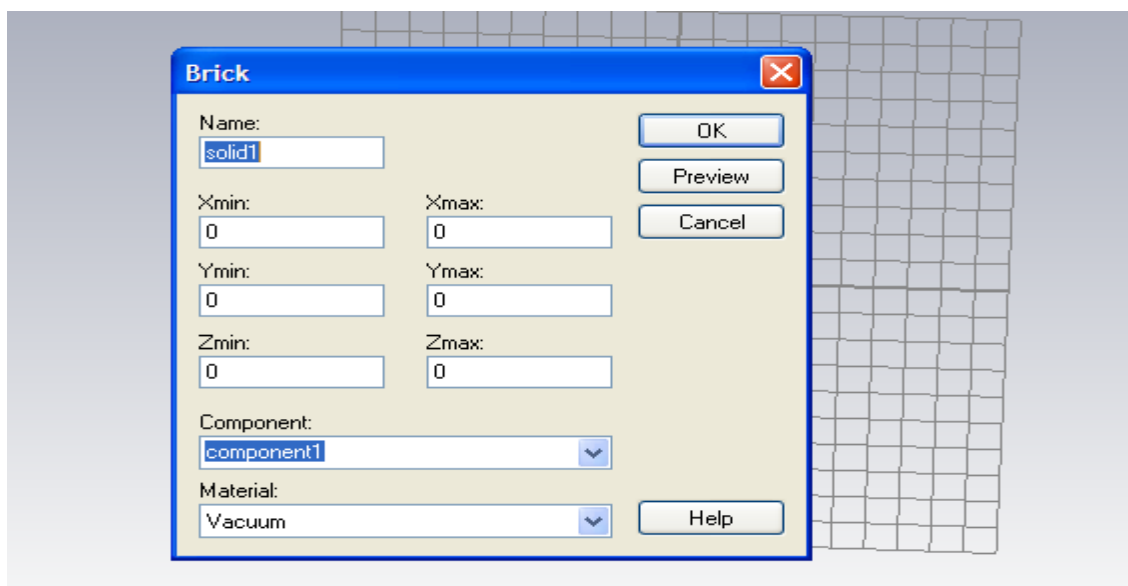


Figure III. 3 : Dialogue d'ajout d'une pièce de base [14]



Il est aussi possible de déterminer des variables afin de paramétrer notre modèle figure III.4. L'utilisation des variables exige plus de temps au début, mais permet d'accélérer le processus de création de modèle complexe et permet surtout de modifier facilement le modèle. En effet, les variables nous permettent de créer plusieurs objets utilisant les mêmes paramètres, donc quand on veut faire une modification sur un objet dont plusieurs autres objets dépendent de sa position, on change la valeur de la variable et le modèle se met à jour. Si on n'utilise pas de variable, on est obligé de modifier les différents objets du modèle un par un, ce qui peut être laborieux.

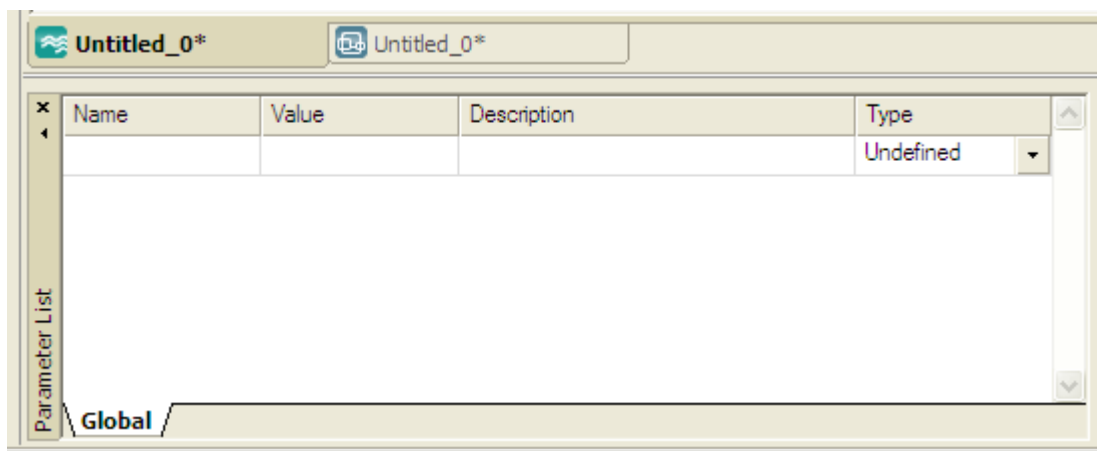


Figure III. 4 : Dialogue de gestion des paramètres du projet [14]

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

### III.3.2 Configuration du modèle :

La configuration du modèle permet entre autres de spécifier les unités utilisées, la plage de fréquence, les conditions aux bornes et le matériau d'arrière-plan. La figure III.5 montre le dialogue de configuration.

On spécifie les systèmes unitaires à partir du menu « *SOLVE* ».

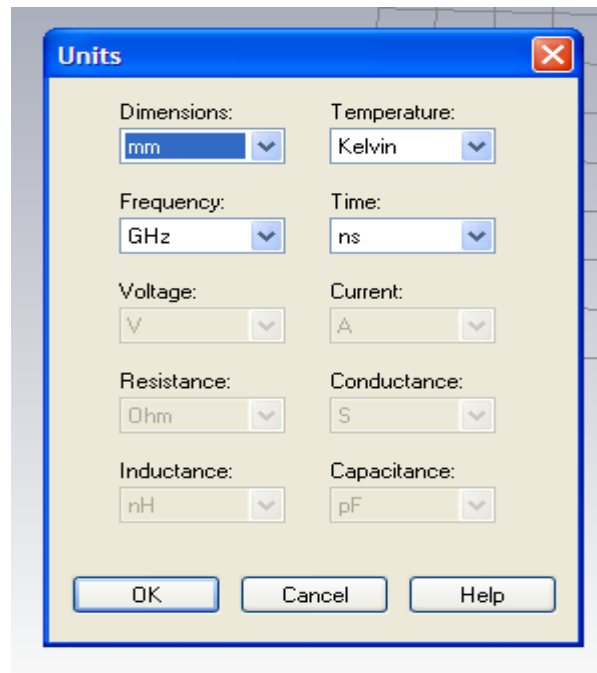



Figure III. 5 : Dialogue de configuration des unités de base [14]

Ensuite on peut définir la plage de fréquence à partir de ce même menu « (Solve ⇨ Frequency,  » figure III.6.

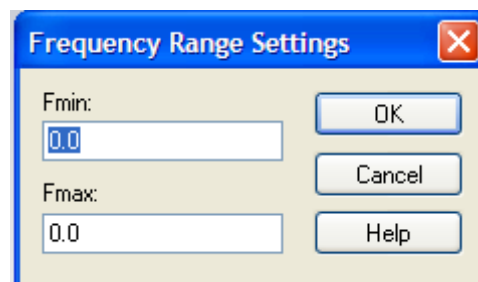


Figure III. 6 : Dialogue de configuration de la plage de fréquence [14]

À partir de ce même menu, on configure aussi les conditions aux bornes. Les conditions aux bornes permettent de spécifier si le modèle est soumis à un champ électrique ou magnétique, à du vide ou à un mur conducteur. La figure III.7 montre le dialogue impliqué.

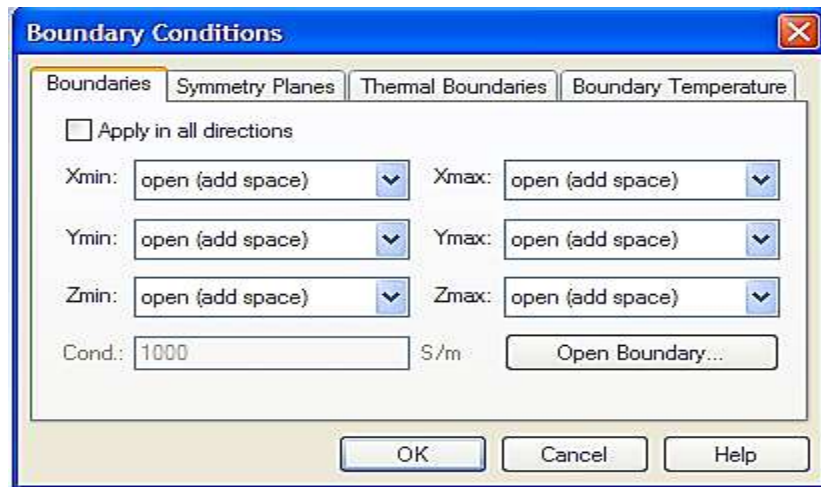


Figure III. 7 : Dialogue de configuration des conditions aux bornes [14]

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

### III.2.3 Simulation numérique et optimisation :

La première étape consiste à créer une connexion de signal avec le modèle. Cette connexion se fait à partir du répertoire « Ports ». Pour ce faire, il faut positionner ce port à l'endroit où le signal devra entrer en entrant les données dans le dialogue montré par la figure III.8.

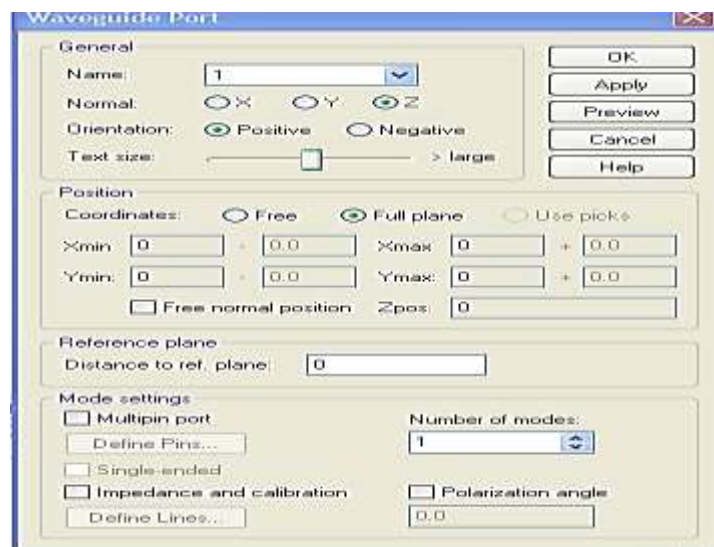


Figure III. 8: Dialogue d'ajout d'un port d'entrée [14]

Ensuite, on peut simuler le modèle à partir du menu «*SOLVE*» et de l'option «*Transien! Solver* ». Il suffit ensuite de démarrer la simulation. Ce dialogue est montré sur la figure III.9.

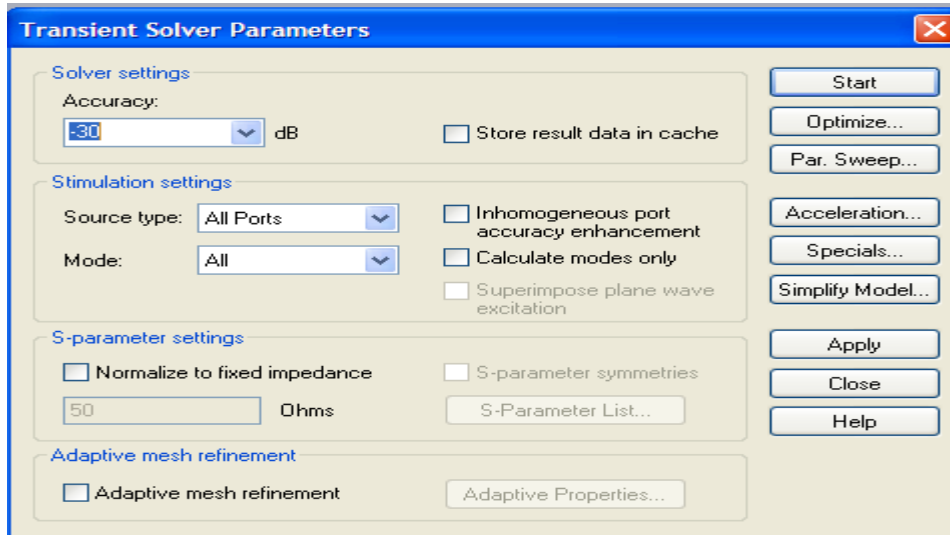


Figure III. 9: Dialogue de simulation [14]

Après que la simulation soit effectuée, on peut observer les résultats à partir du répertoire de projet figure III.10. On peut aussi obtenir de nouvelles courbes à partir du menu «*Results* ».

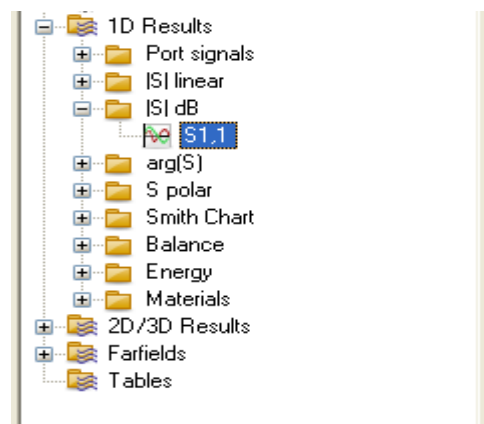


Figure III. 10 : Arborescence des résultats [18]

Finalement, si les résultats ne sont pas ceux attendus, on peut optimiser le modèle à partir de la fenêtre de « *Transient Solver* » de la figure III.9. Pour ce faire, il faut sélectionner les variables à optimiser, leurs bornes et le nombre d'échantillons. Ensuite, il faut établir une ou des fonctions cibles à atteindre, c'est-à-dire qu'il faut choisir un paramètre tel que l'amplitude du paramètre  $S_{11}$ , qui quantifie le signal réfléchi. La figure III.11 montre le dialogue utilisé pour effectuer une optimisation.

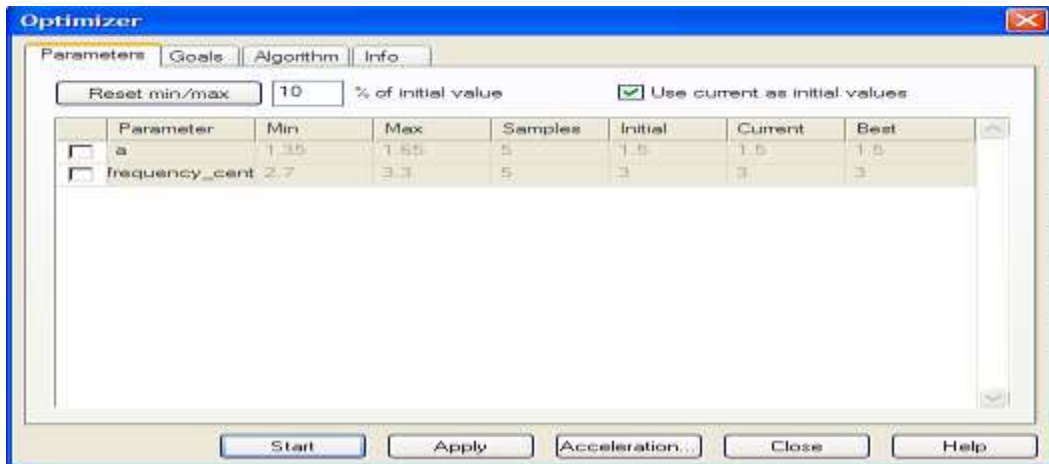


Figure III. 11 : Dialogue de configuration de l'optimisation [14]

Quand l'optimisation est configurée, il ne reste plus qu'à démarrer celle-ci et attendre les résultats.

### III.3 Conclusion :

L'utilisation de Microwave Studio pour effectuer des simulations est simple quand l'on connaît son fonctionnement, cependant son apprentissage est difficile étant donné le grand nombre de fonctions disponibles. Cet outil nous permet de représenter numériquement des composantes micro-ondes et de les optimiser avant de les manufacturer.

***CHAPITRE IV :***

**Simulation**

## **Chapitre IV : Simulation**

### **IV.1 Introduction :**

Il est primordial de pouvoir simuler les dispositifs hyperfréquences avec précision avant la réalisation. Le but final est d'avoir un circuit qui, une fois réalisé, fonctionne du premier coup. Nous évitons ainsi un surcoût inutile lié à la réalisation d'un grand nombre de maquettes de tests tout en réduisant considérablement le temps de conception.

Ainsi nous avons retenu le logiciel Microwave Studio de **CST** (Computer Simulation Technology) pour étudier et concevoir les antennes. Cet outil de simulation électromagnétique conçu par la compagnie CST permet de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de circuits micro-onde autant de type coaxial que Microstrip.

Ce chapitre présente la conception d'antennes imprimées ultra large bande adaptées à l'imagerie micro-onde. Les différents résultats de simulations sont présentés et discutés.

### **IV.2 Conception de l'antenne :**

L'antenne est un élément très important car c'est elle qui doit assurer le bon rayonnement de l'impulsion en onde électromagnétique.

Le premier objectif dans la conception d'une antenne ULB est donc l'adaptation d'impédance sur toute la bande de fréquence de 3,1 à 10,6 GHz.

Un deuxième aspect important dans la conception d'une antenne ULB est la façon dont l'impulsion va être rayonnée par l'antenne. Pour une application de communication à courte portée qui nous intéresse ici, un caractère directif du rayonnement est souhaité.

#### **IV.2.1 Choix du matériau :**

La permittivité diélectrique du substrat est l'un des paramètres les plus sensibles dans l'évaluation de l'antenne car la petite variation de la permittivité due à la température peut décaler la fréquence de résonance.

Les caractéristiques du matériau choisi dans notre conception sont les suivantes:

Substrat : de permittivité  $\epsilon_r=3.38$  et d'épaisseur  $h=1.6$  mm.

Le plan de masse est conçu avec du cuivre d'épaisseur 0.1 mm. Le patch et la ligne micro ruban sont conçus aussi avec le cuivre.

#### IV.2.2 Première antenne simulée :

Nous avons commencé par simuler une première antenne. Le but est de dimensionner correctement cette antenne pour qu'elle fonctionne à la bande de fréquence voulue.

L'antenne que nous allons étudier est représentée sur la figure IV.1. Les dimensions sont données dans le tableau IV.1.

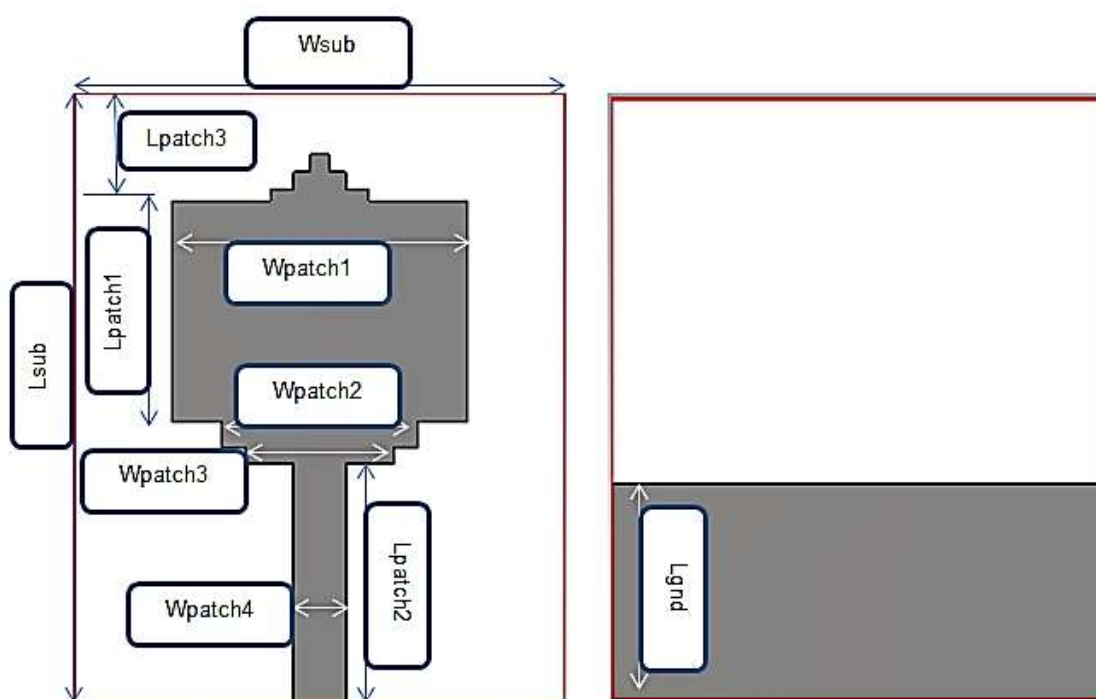


Figure IV.1 : géométrie d'antenne simulée

(a) Vue de dessus,

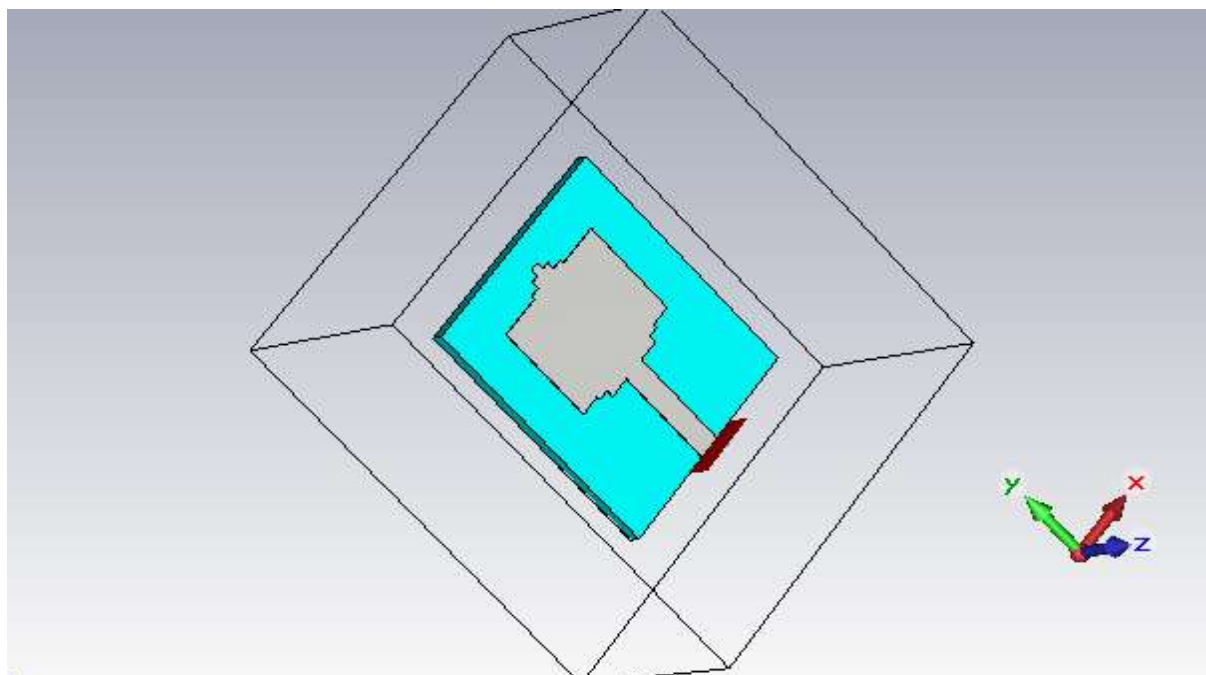
(b) Vue de dessous



Symbole	Size (mm)
Wsub	30
Lsub	35
Wpatch1	17.7
Wpatch2	12
Wpatch3	9
Wpatch4	3.2
Lpatch1	13.5
Lpatch2	13.5
Lpatch3	8
Lgnd	12.5

**Tableau IV.1 : les paramètres de l'antenne**

On choisit une excitation par guide d'onde comme le montre la figure IV.2.



**Figure IV.2 : Antenne excitée par guide d'onde**



Nous représentons sur la figure IV.3 la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence. On a une bonne adaptation, le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB de [3.2 à 11.34] GHz.

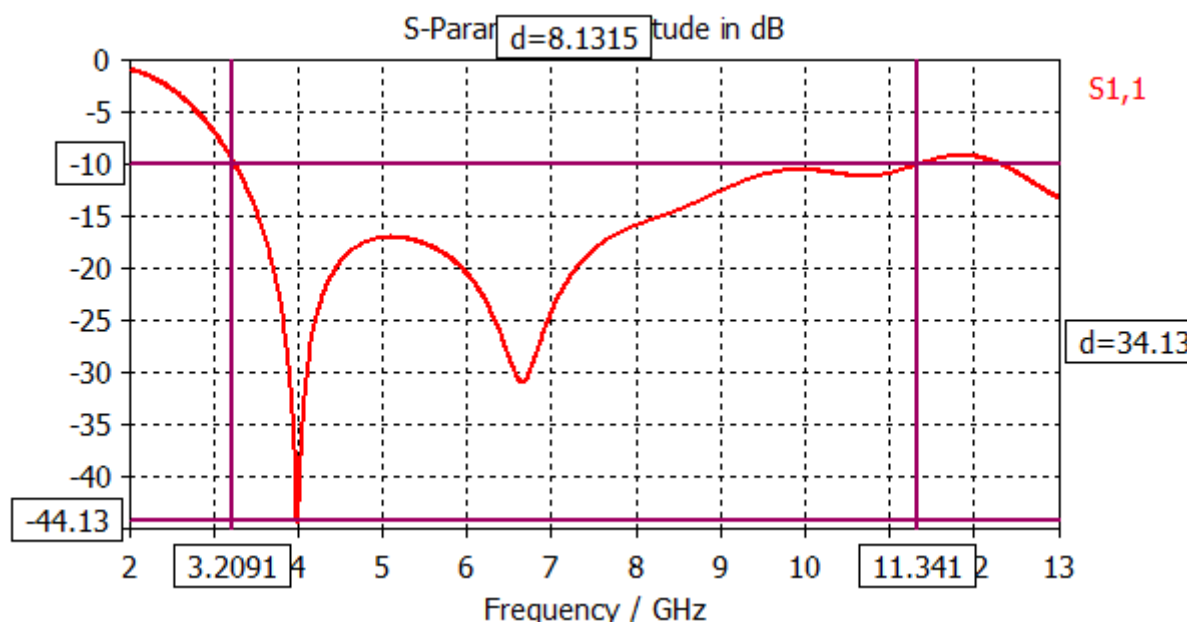
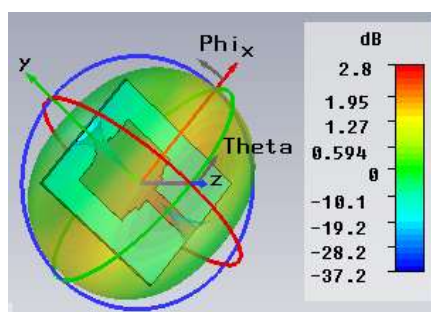
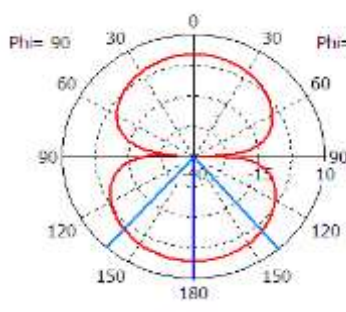


Figure IV.3 : Représentation du Coefficient de réflexion  $S_{11}$

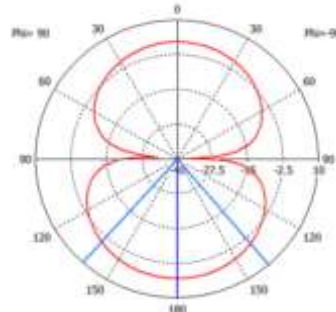
La figure IV.4 représente le rayonnement de l'antenne à plusieurs fréquences : 3.87 GHz, 7.5GHz, 10GHz.



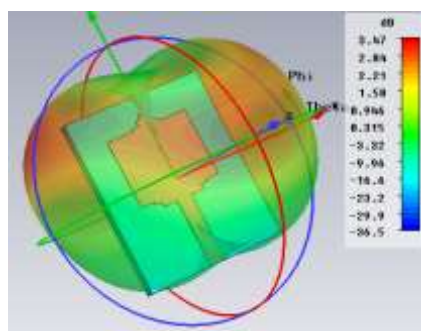
(a) Antenne 3D



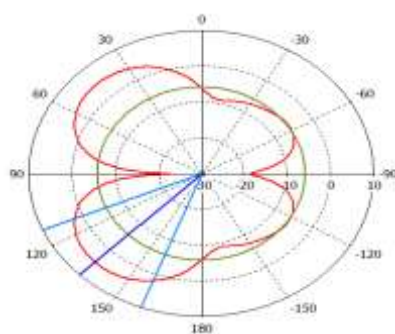
(b) :  $\phi = 0^\circ$



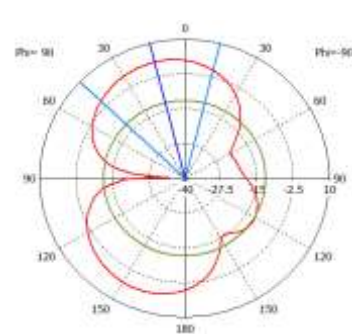
(c) :  $\phi = 90^\circ$



(a) Antenne 3D

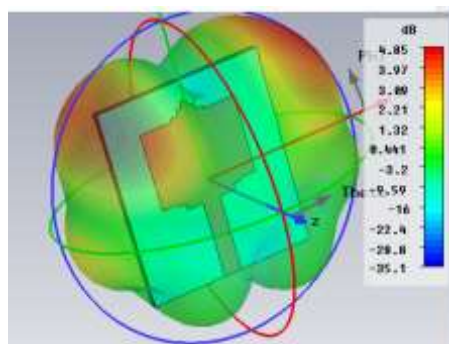


(b) :  $\varphi = 0^\circ$

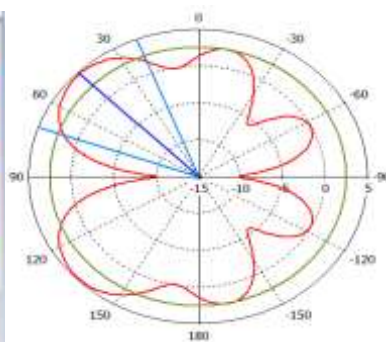


(c) :  $\varphi = 90^\circ$

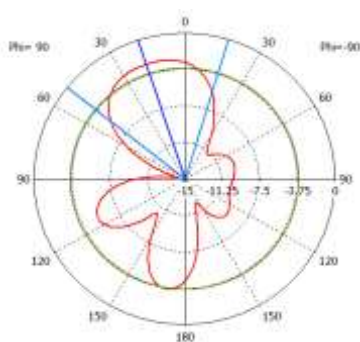
### Cas 2



(a) Antenne 3D



(b) :  $\varphi = 0^\circ$



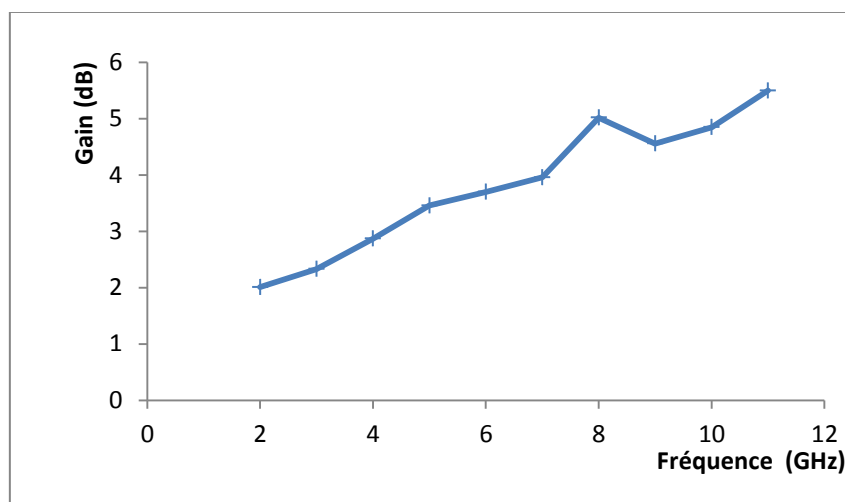
(c) :  $\varphi = 90^\circ$

### Cas 3

Figure IV.4: *diagramme de rayonnement*

*cas 1 :  $F = 3.87 \text{ GHz}$ , cas 2 :  $7.5 \text{ GHz}$ , cas 3 :  $10 \text{ GHz}$*

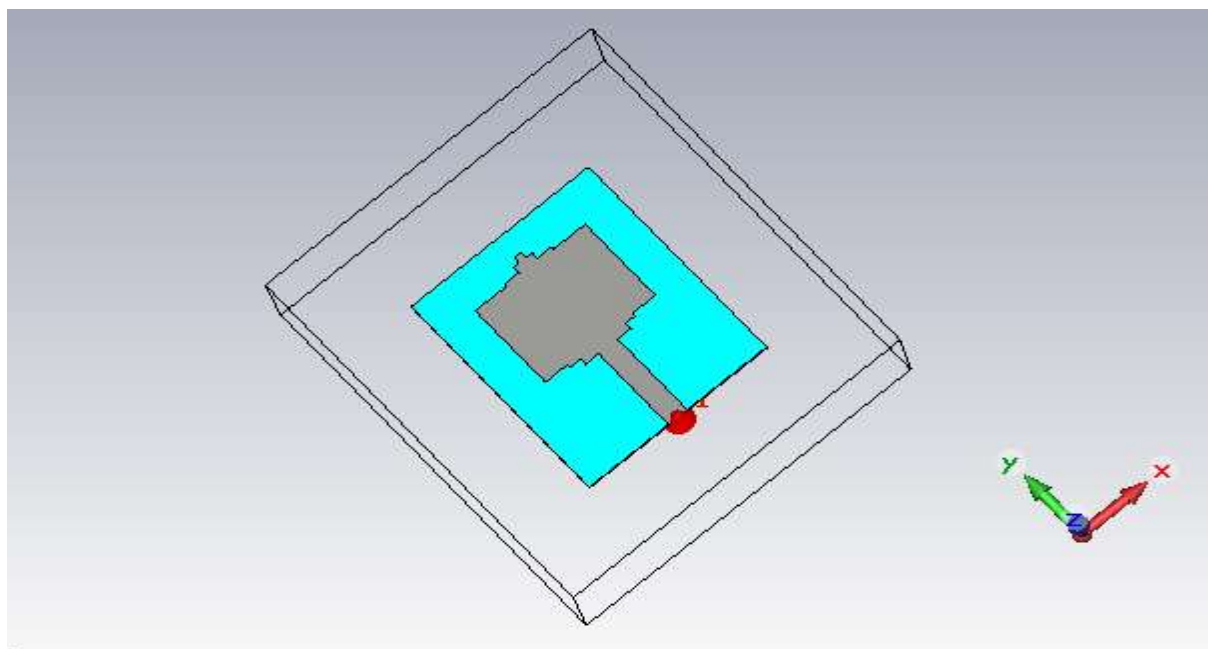
Le gain de l'antenne est représenté sur la figure IV.5



**Figure IV.5 : Représentation du Gain de l'antenne**

On remarque que le gain de l'antenne augmente avec la fréquence.

On change maintenant le type d'excitation en choisissant un port discret au lieu d'un guide d'onde comme le montre la figure IV.6.



**Figure IV.6 : Antenne excitée par un port discret**

La figure IV.7 donne la représentation du coefficient de réflexion.

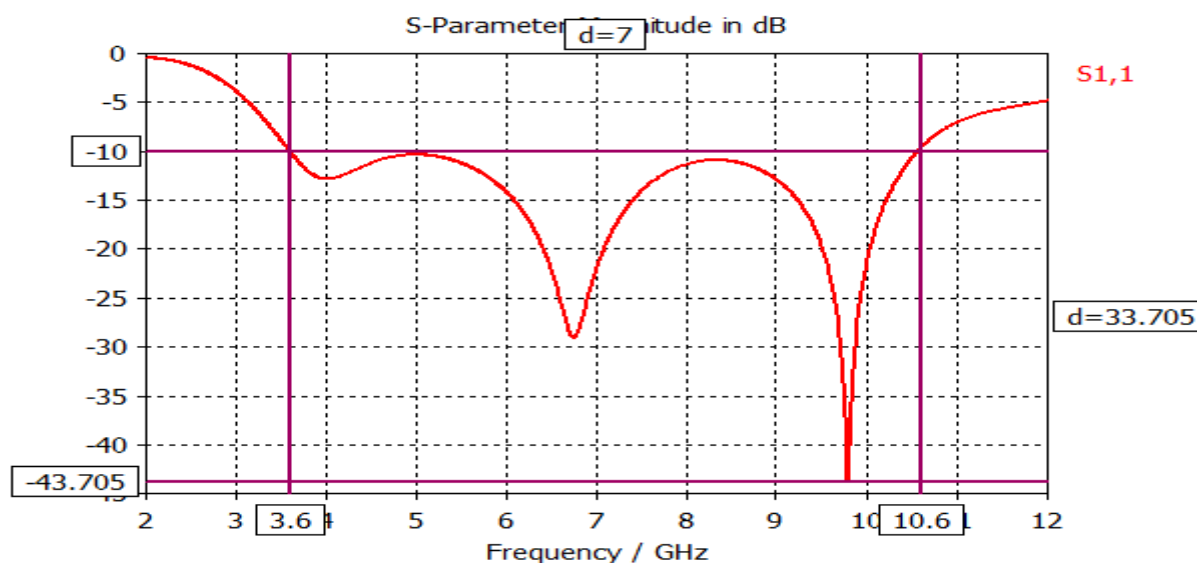


Figure IV.7 : Représentation du Coefficient de réflexion

#### IV.2.3 Deuxième antenne simulée :

La figure IV.8 représente la deuxième antenne simulée. On a introduit une ouverture dans le but est d'obtenir une large bande passante.

La représentation du coefficient de réflexion est donnée sur la figure IV.9.

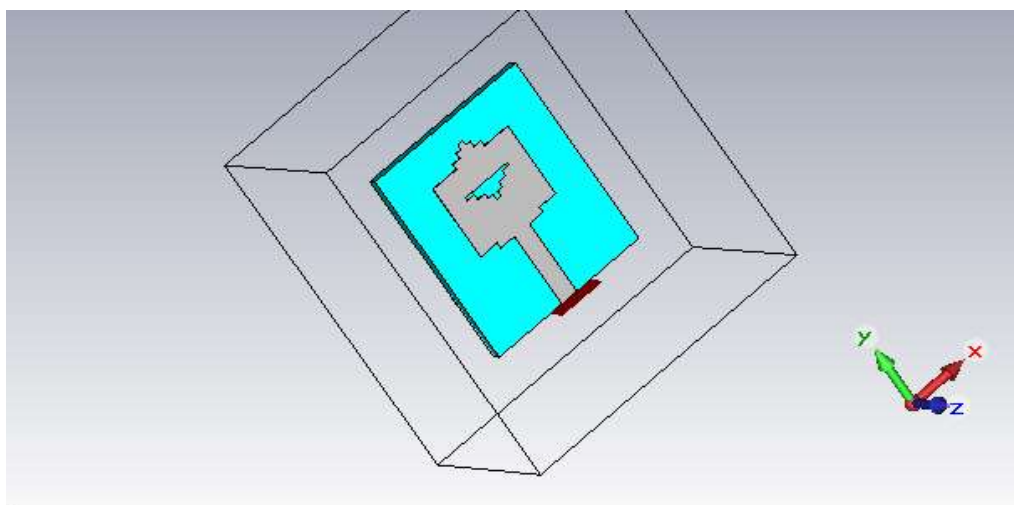


Figure IV.8 : antenne avec ouverture

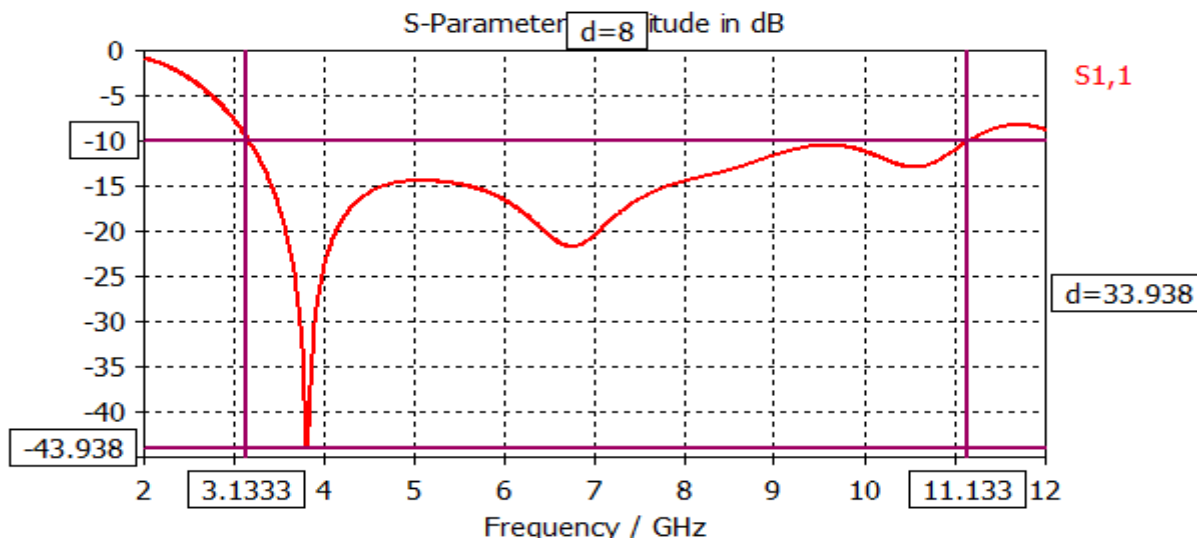
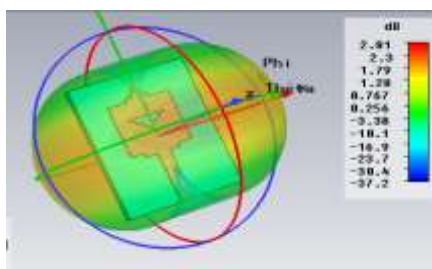


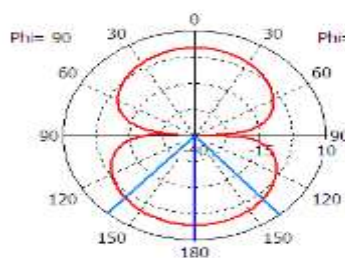
Figure IV.9 Représentation du Coefficient de réflexion  $S_{11}$

On remarque que le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB de [3.13 à 11.13] GHz.

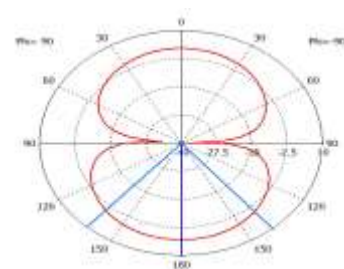
Les diagrammes de rayonnement pour les fréquences de 3.87 GHz, 7.5GHz et 10GHz. sont représentés sur la figure IV.10.



(a) Antenne 3D



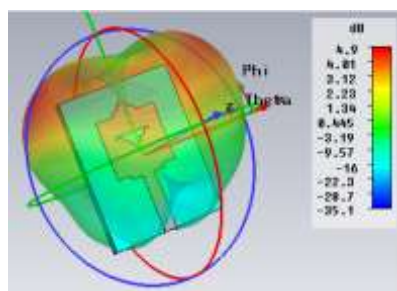
(b) :  $\phi = 0^\circ$



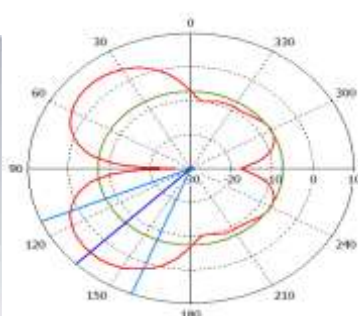
(c) :  $\phi = 90^\circ$

Cas 1

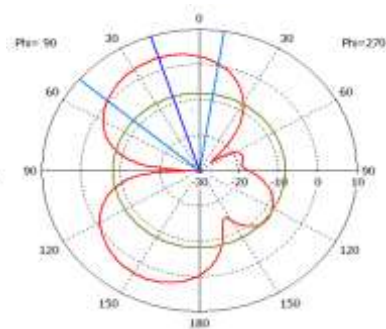




(a) Antenne 3D

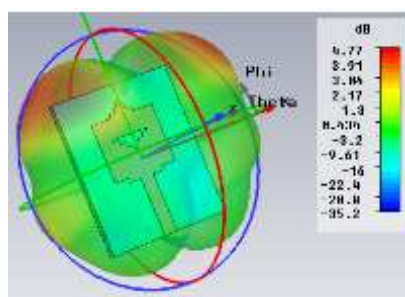


(b) :  $\varphi = 0^\circ$

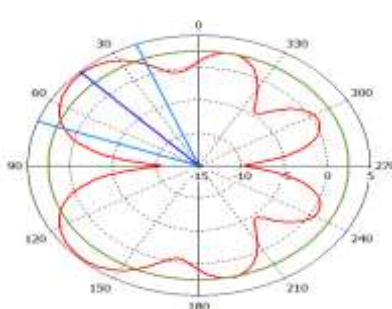


(c) :  $\varphi = 90^\circ$

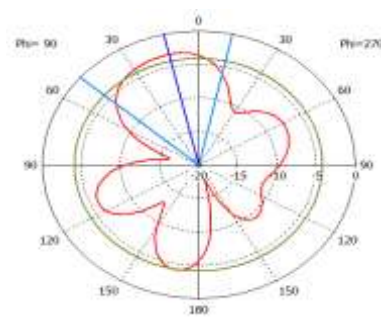
## Cas 2



(a) Antenne 3D



(b) :  $\varphi = 0^\circ$



(c) :  $\varphi = 90^\circ$

## Cas 3

Figure IV.10 : Diagrammes de rayonnement

Cas 1 :  $F = 3.87$  GHz, Cas 2 :  $F = 7.5$  GHz, Cas 3 :  $F = 10$  GHz

Le gain de l'antenne est représenté sur la figure IV.11.

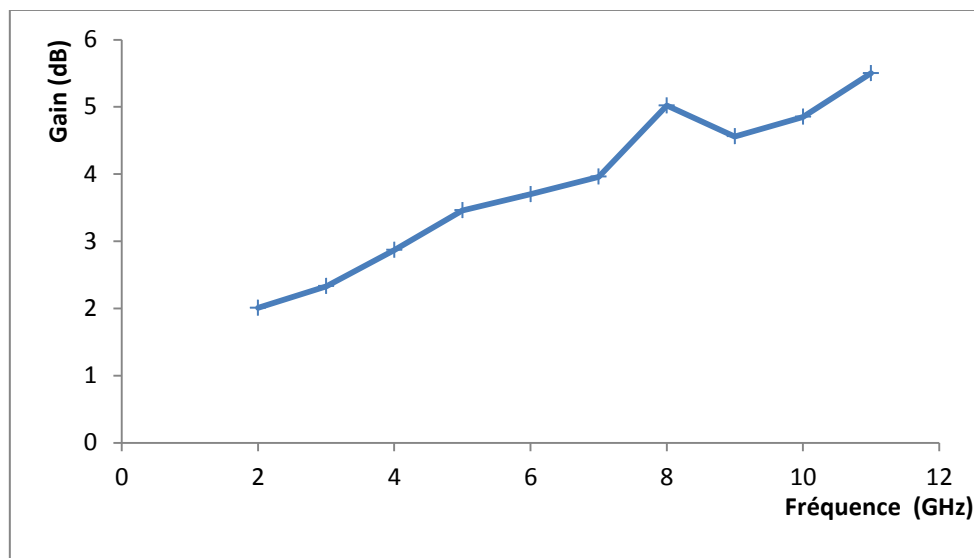


Figure IV.11 : Variation du Gain de l'antenne

### IV.3 Présentation du modèle utilisé :

La figure IV.12 représente le modèle utilisé avec et sans tumeur. Les paramètres sont donnés dans le tableau IV.2. La tumeur est positionnée sur l'axe des Z à une distance de 34 mm du centre du repère.

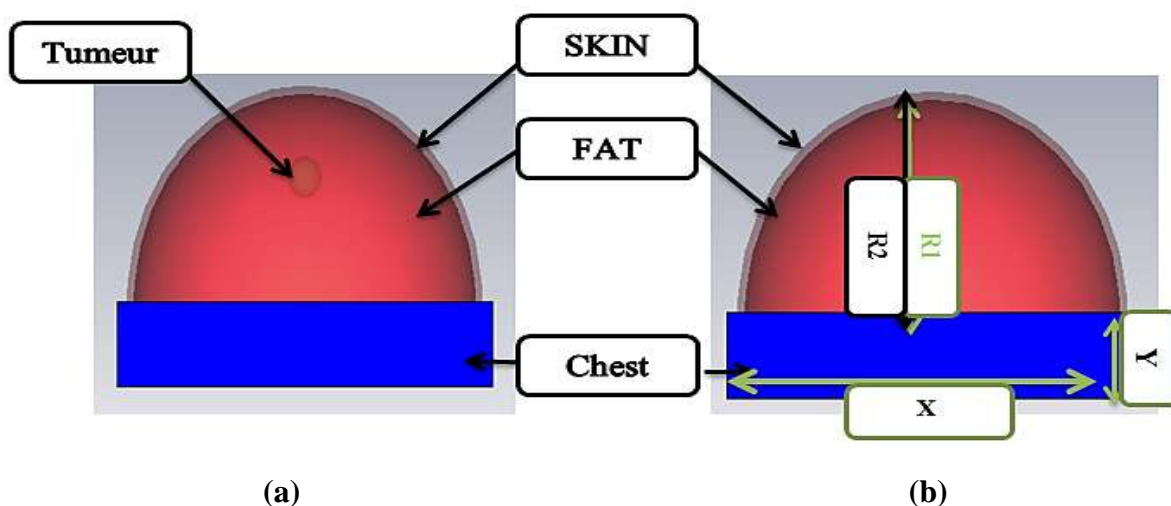


Figure IV.12 : Représentation du model utilisé

(a) Avec Tumeur, (b) Sans Tumeur



	$\epsilon_r$	Conductivity S /m
SKIN	37.9	1.49
FAT	5.14	0.14
Chest	53.5	1.85
Tumeur	50	1.20

Tableau IV.2 : Paramètres du modèle utilisé

Avec :

$R_1 = 50$  mm,  $R_2 = 52$  mm

$X = 108$  mm,  $Y = 20$  mm,  $Z = 109$  mm

#### IV.4 Antenne avec élément biologique

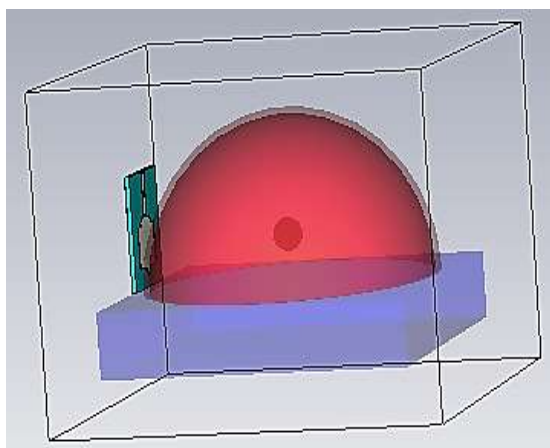
On place notre antenne près de l'élément biologique et on change la position de l'antenne et à chaque position on prélève le coefficient de réflexion.

Pour cette simulation nous avons travaillé avec la première antenne.

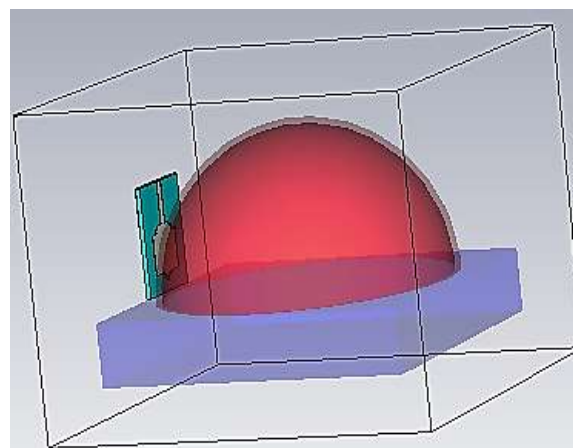
##### (a) Position 1 :

La figure IV.13 montre la position de l'antenne. Les coefficients de réflexion avec et sans tumeur sont représentés sur la figure IV.14. a et IV.14.b.

La figure IV.15 représente les deux coefficients de réflexion avec et sans tumeur.



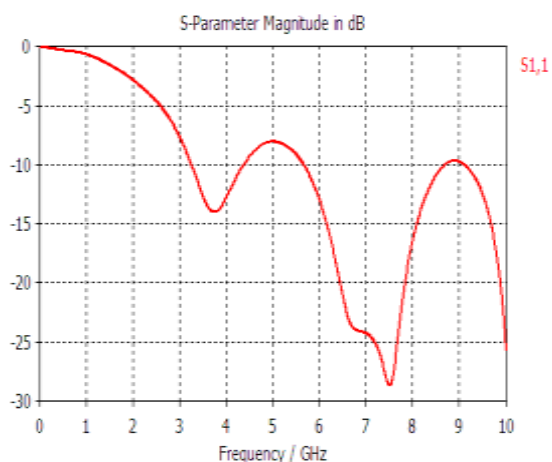
(a)



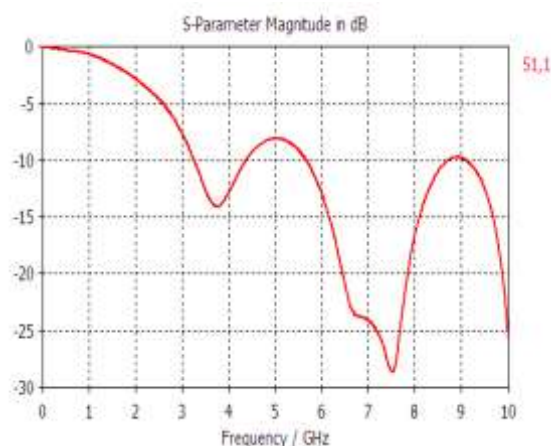
(b)

**Figure IV.13: Antenne avec élément biologique**

(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur



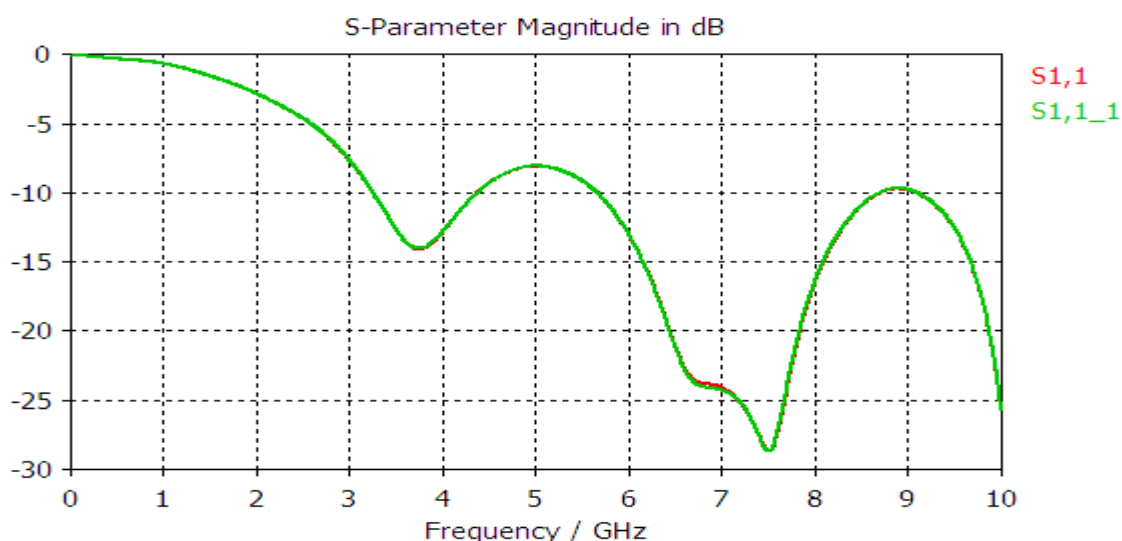
(a)



(b)

**Figure IV.14 Représentation du coefficient de réflexion**

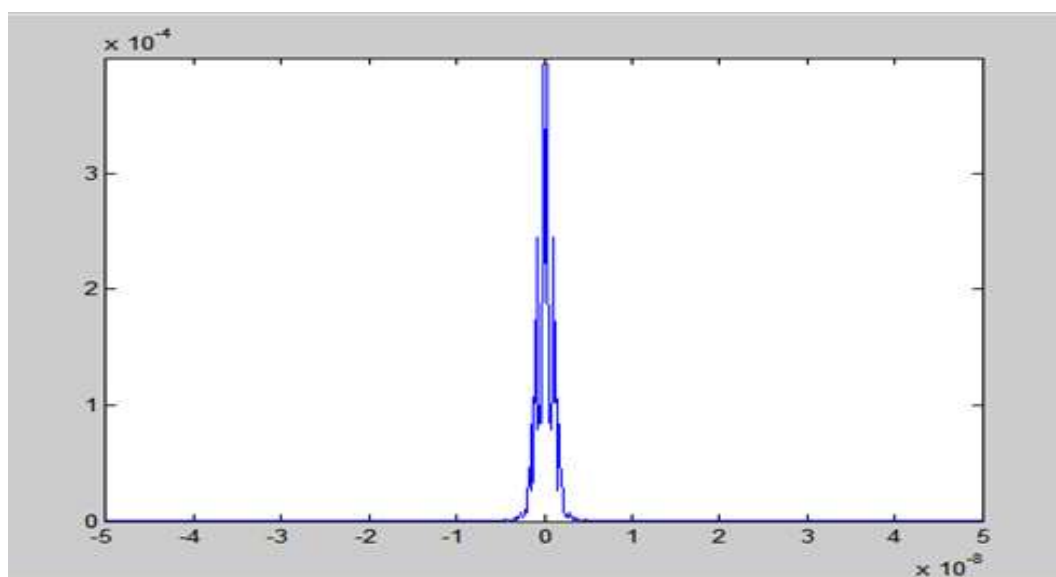
(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur



**Figure IV.15 Représentation des deux Coefficients de réflexion  
S1.1\_1 Avec tumeur et S1.1 Sans tumeur**

D'après ce résultat, on remarque qu'il existe une légère différence entre les deux coefficients de réflexion car la tumeur est un peu éloignée de l'antenne.

Pour passer dans le domaine temporel on utilise la transformée de Fourier inverse. La figure IV.16 représente la transformée de Fourier inverse de la différence entre le coefficient de réflexion avec et sans tumeur.



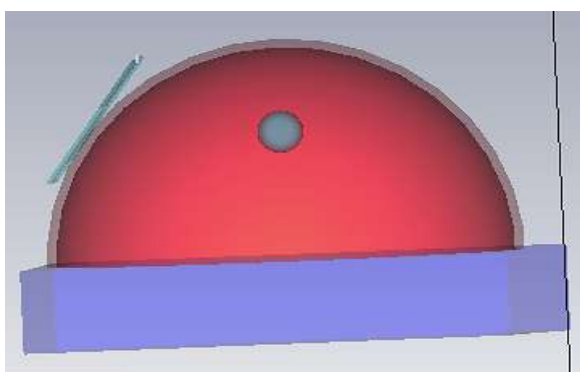
**Figure IV.16 : Représentation de la transformée de Fourier inverse**

On remarque l'apparition d'un pic c'est-à-dire la présence d'une tumeur.

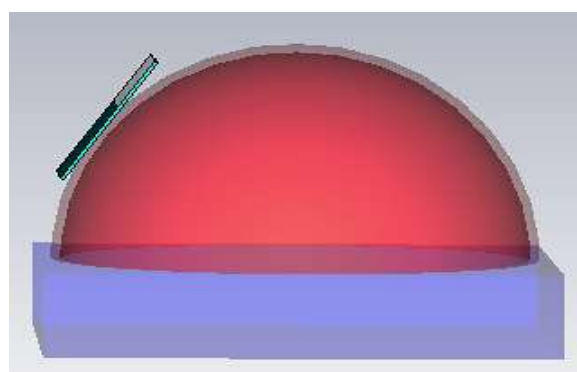
**(b) Position 2 :**

On prélève le coefficient de réflexion pour une autre position de l'antenne. La figure IV.17 montre la position de l'antenne pour les deux cas avec et sans tumeur.

Les figures IV.18. a et IV.18.b montrent les coefficients de réflexion avec et sans tumeur. Sur La figure IV.19 on représente les deux coefficients de réflexion avec et sans tumeur en même temps.



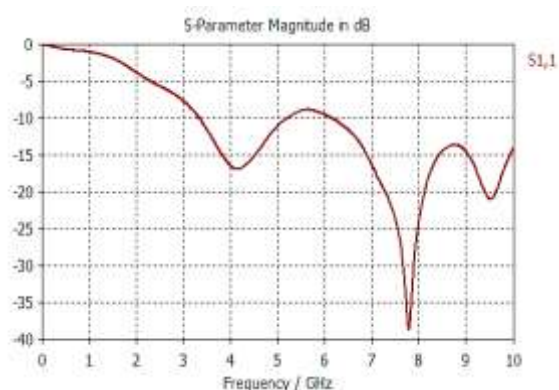
(a)



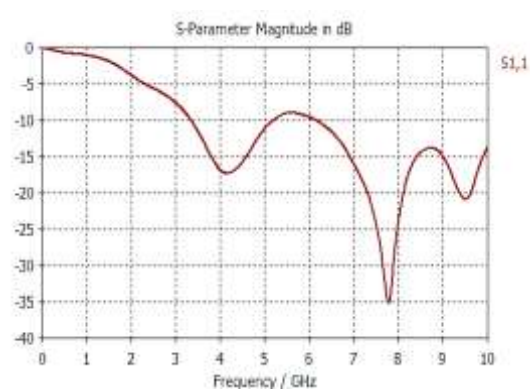
(b)

**Figure IV.17 : Antenne avec élément biologique**

**(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur**



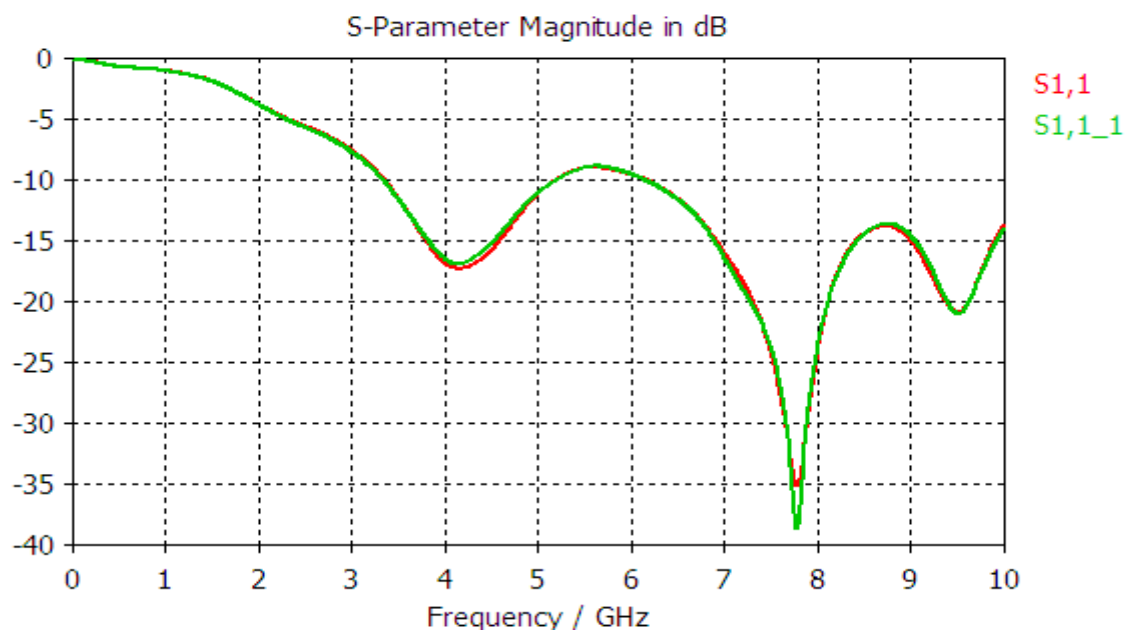
(a)



(b)

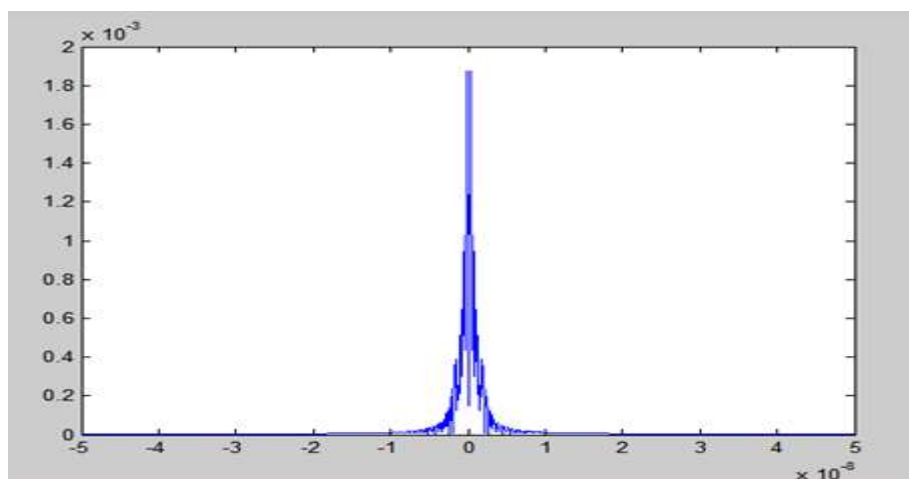
**Figure IV.18 : Représentation du Coefficient de réflexion**

**(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur**



**Figure IV.19 : Représentation des deux Coefficient de réflexion  
S1.1\_1 Avec tumeur et S1.1 Sans tumeur**

La figure IV .20 représente la transformée de Fourier inverse de la différence entre le coefficient de réflexion avec et sans tumeur.

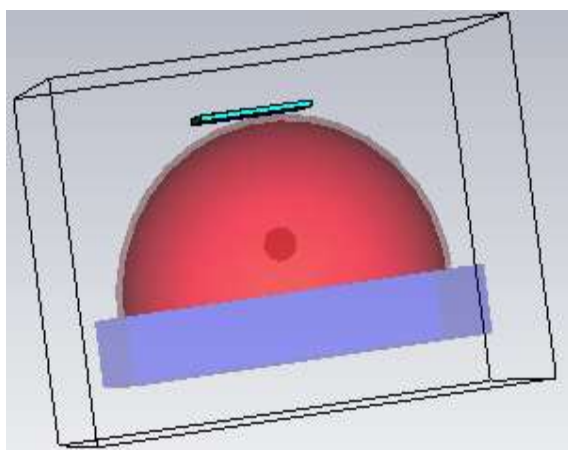


**Figure IV.20 : Représentation de la transformée de Fourier inverse**

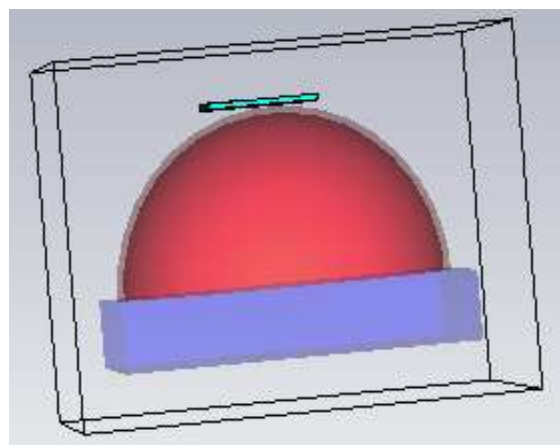
(c) Position 3 :

On change la position de l'antenne comme le montre la figure IV.21 et on prélève le coefficient de réflexion.

Les coefficients de réflexion avec et sans tumeur et les deux en même temps sont représentés respectivement sur les figures IV.22 et IV.23.



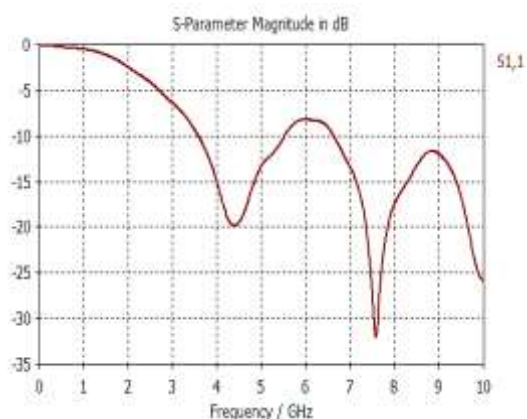
(a)



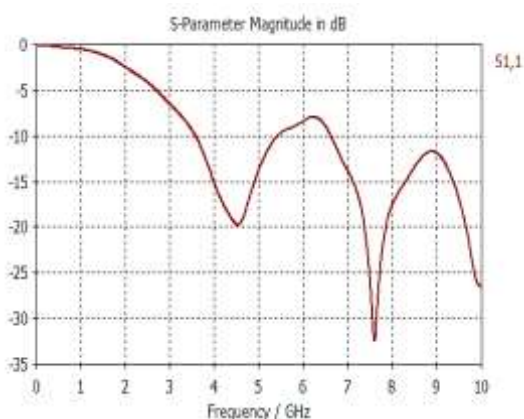
(b)

Figure IV.21 : Antenne avec élément biologique

(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur



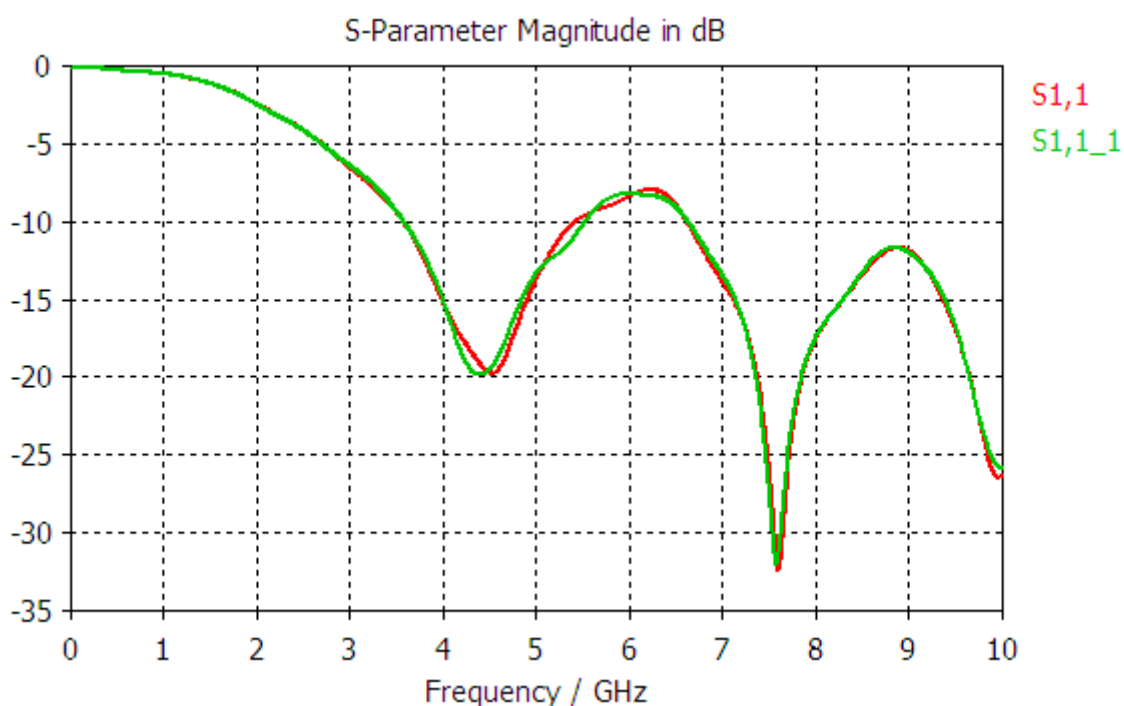
(a)



(b)

Figure IV.22 : Représentation du Coefficient de réflexion

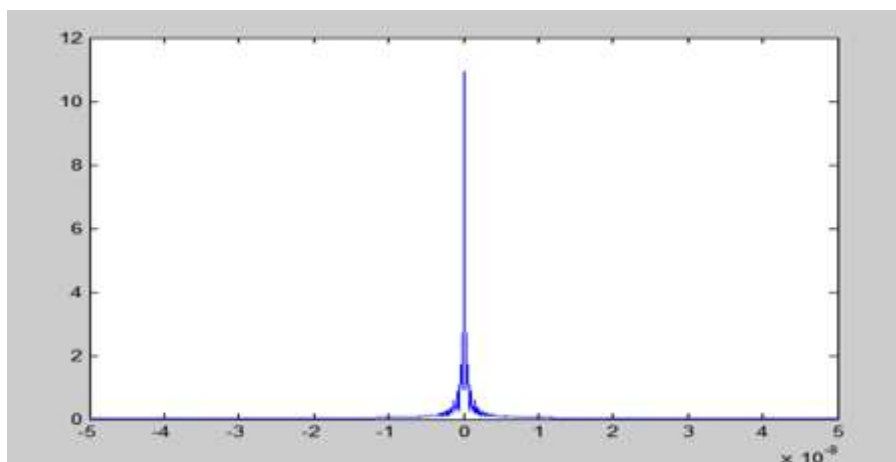
(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur



**Figure IV.23 : Représentation des deux Coefficient de réflexion  
S1.1\_1 Avec tumeur et S1.1 Sans tumeur**

Pour cette position, on remarque bien qu'il existe une différence entre le Coefficient de réflexion avec tumeur et sans tumeur.

La figure IV .24 représente la transformée de Fourier inverse de la différence entre le coefficient de réflexion avec et sans tumeur. On obtient dans ce cas un pic fin.



**Figure IV.24 : Représentation de la transformée de Fourier inverse**

#### IV.5 Patch conformé :

Toujours dans le but d'obtenir une meilleur détection de la tumeur, on utilise la même antenne en la conformant. La figure IV.25 montre l'antenne conformée.

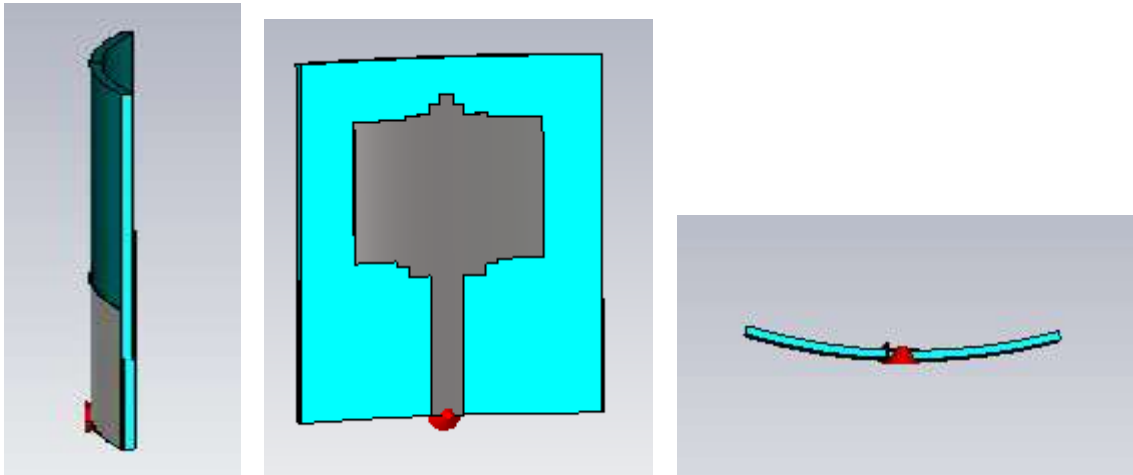


Figure IV.25 : Patch conformée excité par un port discret

Nous représentons sur la figure IV.26 la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence. On a une bonne adaptation, le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB de [3.56, 10.63] GHz.



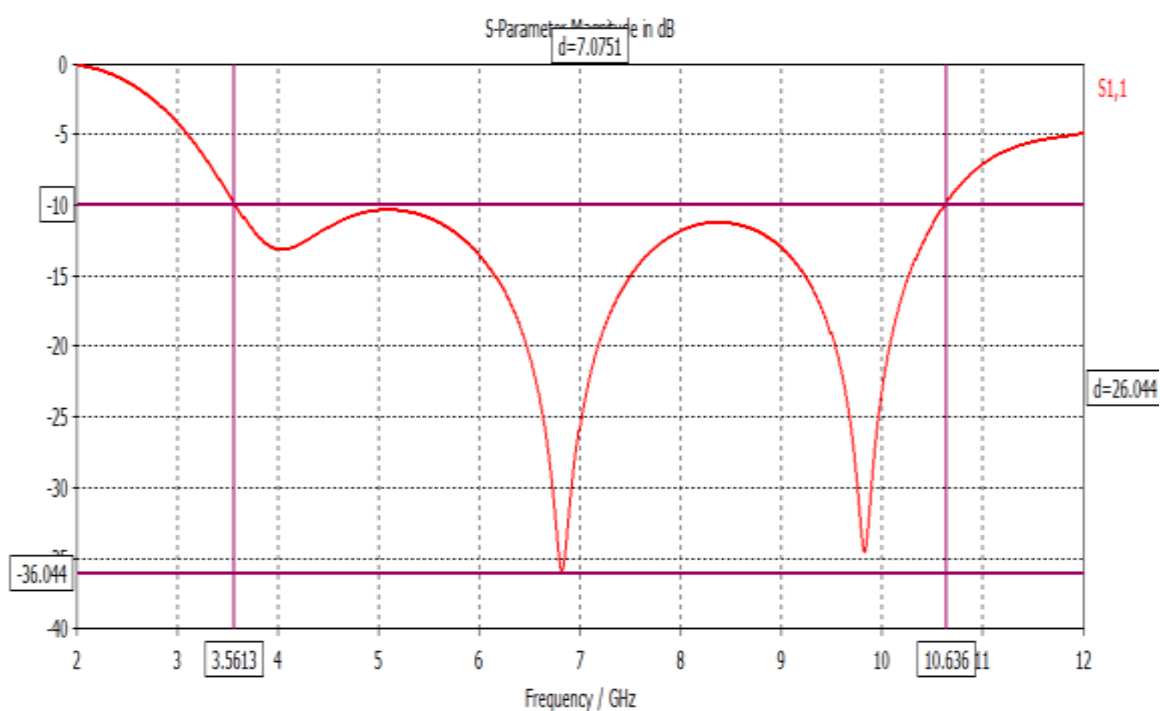
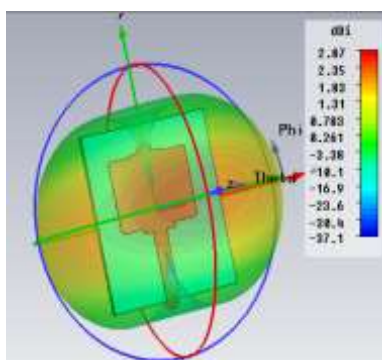
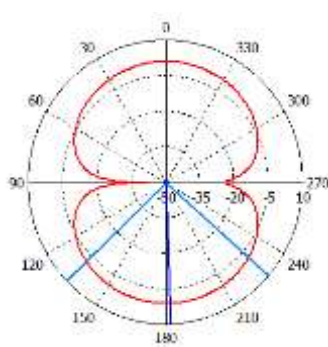


Figure IV.26 : Représentation du coefficient de réflexion

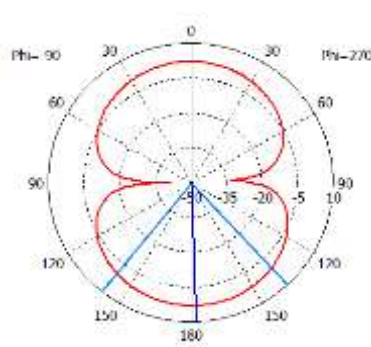
La figure IV.27 représente le rayonnement de l'antenne à plusieurs fréquences : 3.87 GHz, 7.5GHz, 10GHz.



(a) Antenne 3D

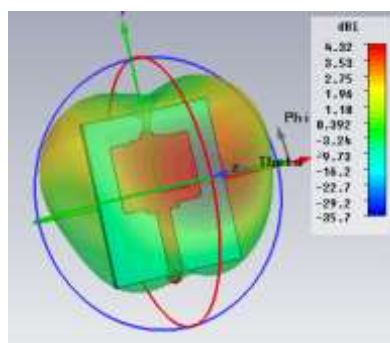


(b) à  $\phi = 0^\circ$

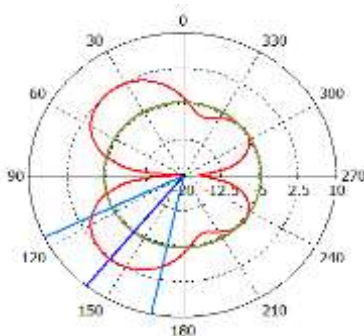


(c) à  $\phi = 90^\circ$

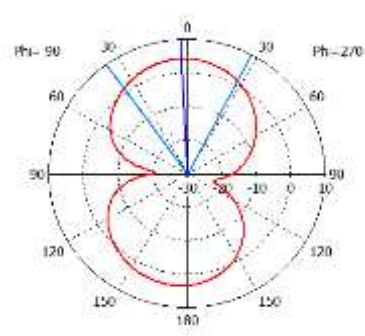
Cas 1



(a) Antenne 3D

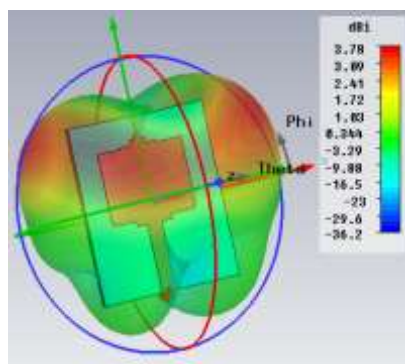


(b) à  $\varphi = 0^\circ$

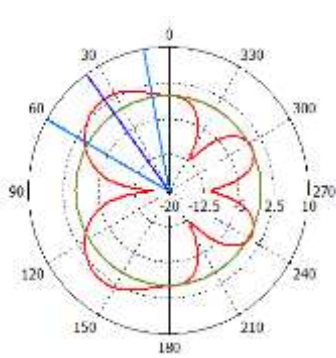


(c) à  $\varphi = 90^\circ$

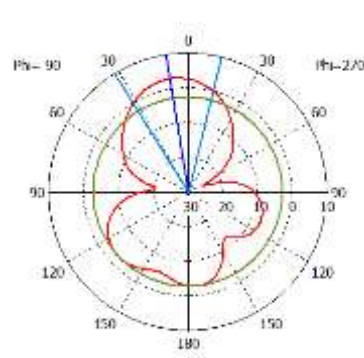
### Cas 2



(a) Antenne 3D



(b) à  $\varphi = 0^\circ$



(c) à  $\varphi = 90^\circ$

### Cas 3

Figure IV.27 : Diagramme de rayonnement à  $f = 3.87$  GHz (cas 1), 7.5GHz (cas 2) et 10GHz (cas 3)

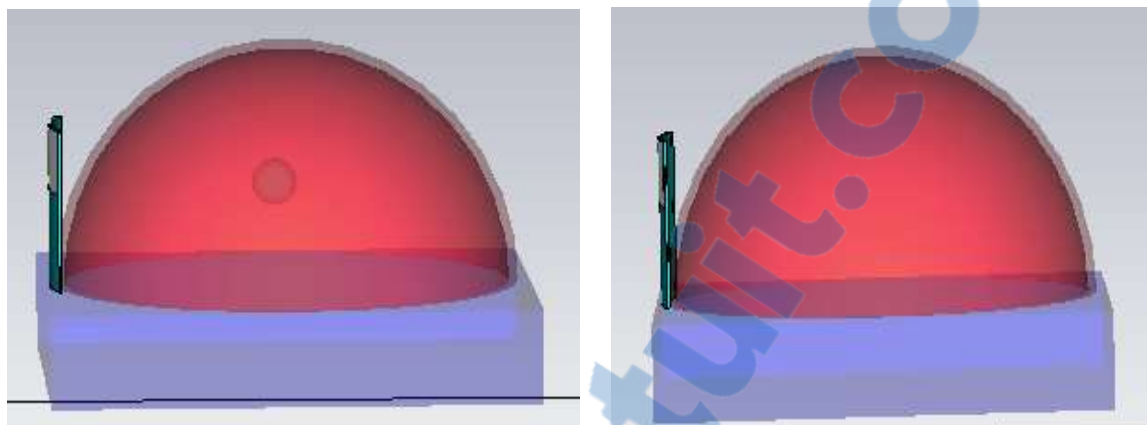
## IV.6 Antenne conformée avec élément biologique :

Dans cette partie on va faire le même travail qui a été fait avec la première antenne. C'est-à-dire on place notre antenne près de l'élément biologique et on change la position de l'antenne et à chaque position on prélève le coefficient de réflexion.

### (a) Position 1 :

La figure IV.28 montre la position de l'antenne. Les coefficients de réflexion avec et sans tumeur sont représentés sur la figure IV.29. a et IV.29.b.

La figure IV.30 représente les deux coefficients de réflexion avec et sans tumeur.

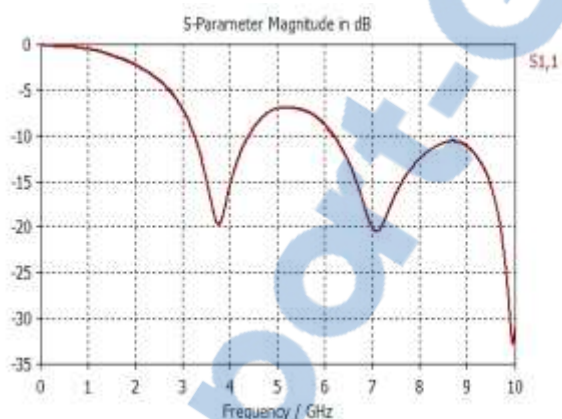


(a)

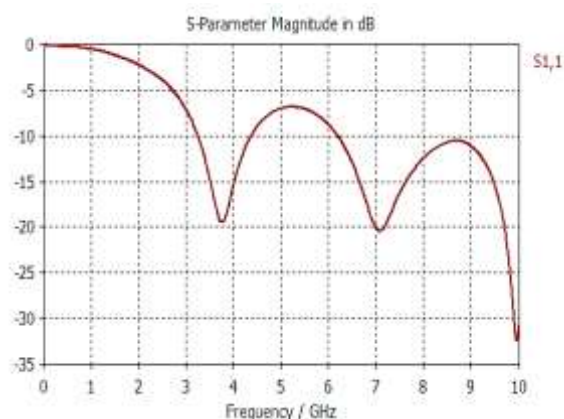
(b)

Figure IV.28 : Antenne conformée avec élément biologique

(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur



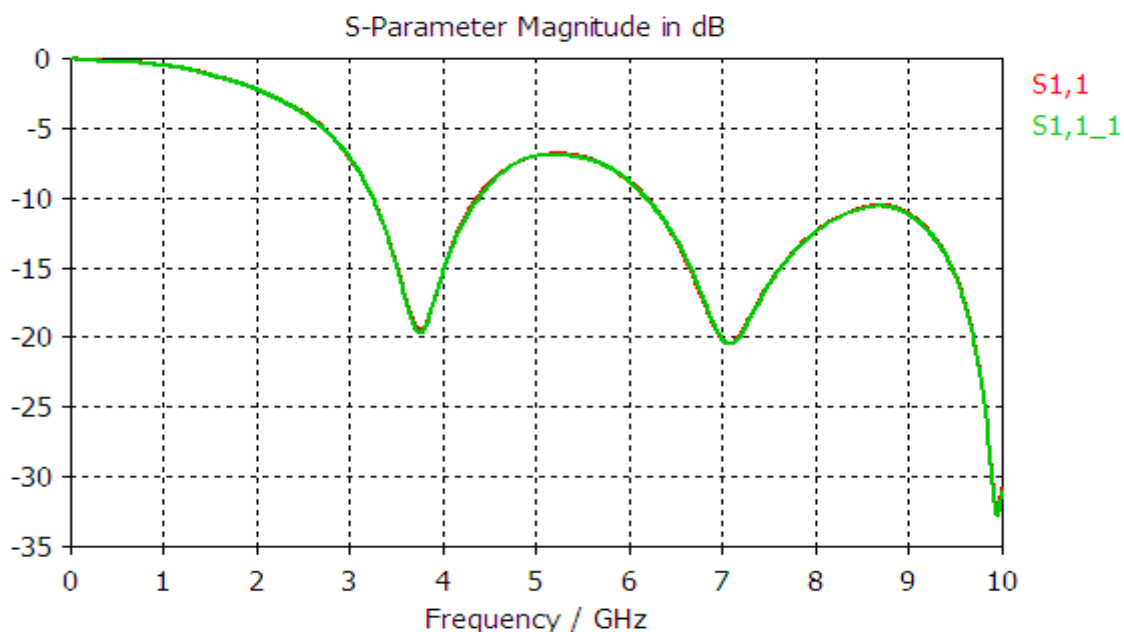
(a)



(b)

Figure IV.29 : Représentation du coefficient de réflexion

(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur

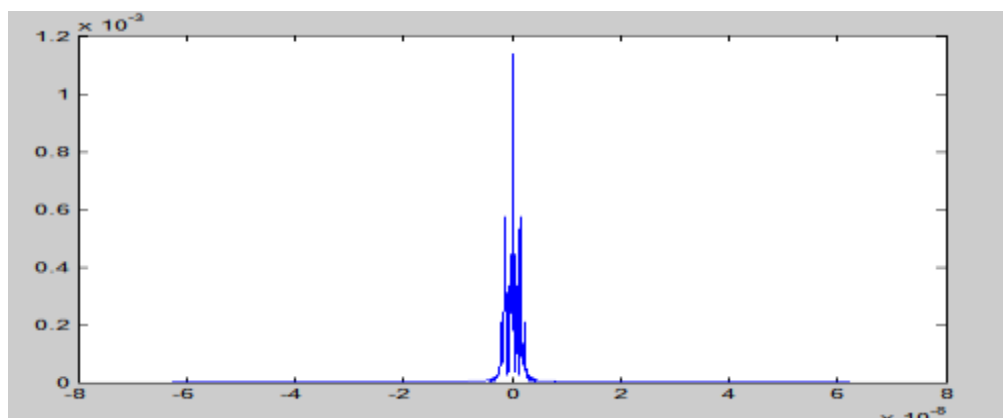


**Figure IV.30 : Représentation des deux coefficients de réflexion**

***S1,1\_1** Avec tumeur et **S1,1** Sans tumeur*

On remarque qu'il y a une légère différence entre les deux coefficients de réflexion car la tumeur est un peu éloignée de l'antenne.

La figure IV .31 représente la transformée de Fourier inverse de la différence entre le coefficient de réflexion avec et sans tumeur.



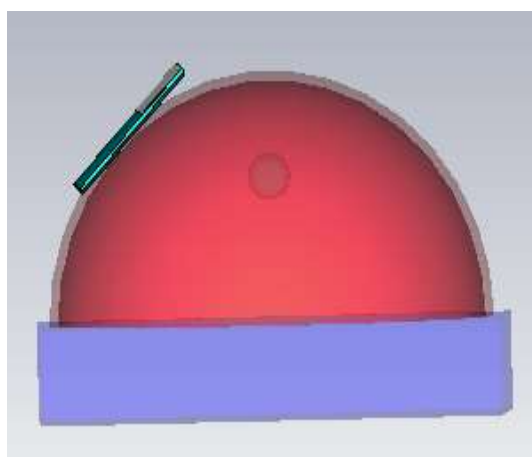
**Figure IV.31 : Représentation de la transformée de Fourier inverse**

On remarque l'apparition d'un pic c'est-à-dire la présence d'une tumeur.

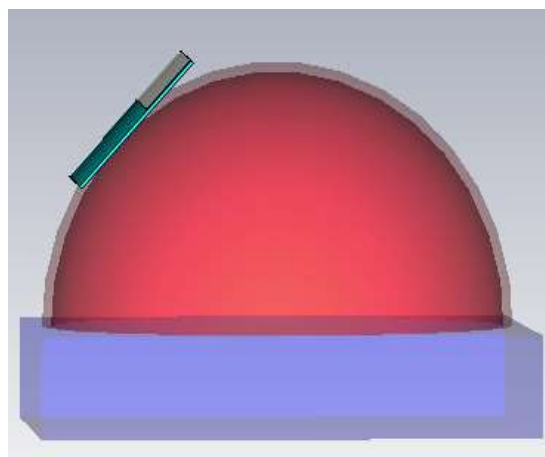
**(b) Position 2 :**

La figure IV.32 montre la position de l'antenne. Les coefficients de réflexion avec et sans tumeur sont représentés sur la figure IV.33. a et IV.33.b.

La figure IV.34 représente les deux coefficients de réflexion avec et sans tumeur.



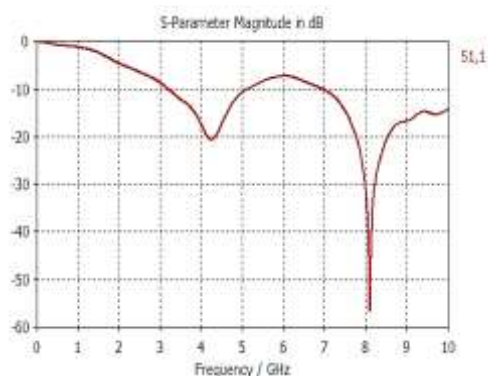
(a)



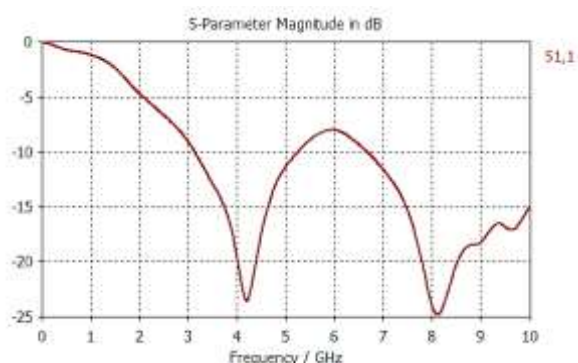
(b)

**Figure IV.32 : Antenne avec élément biologique**

*(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur*



(a)

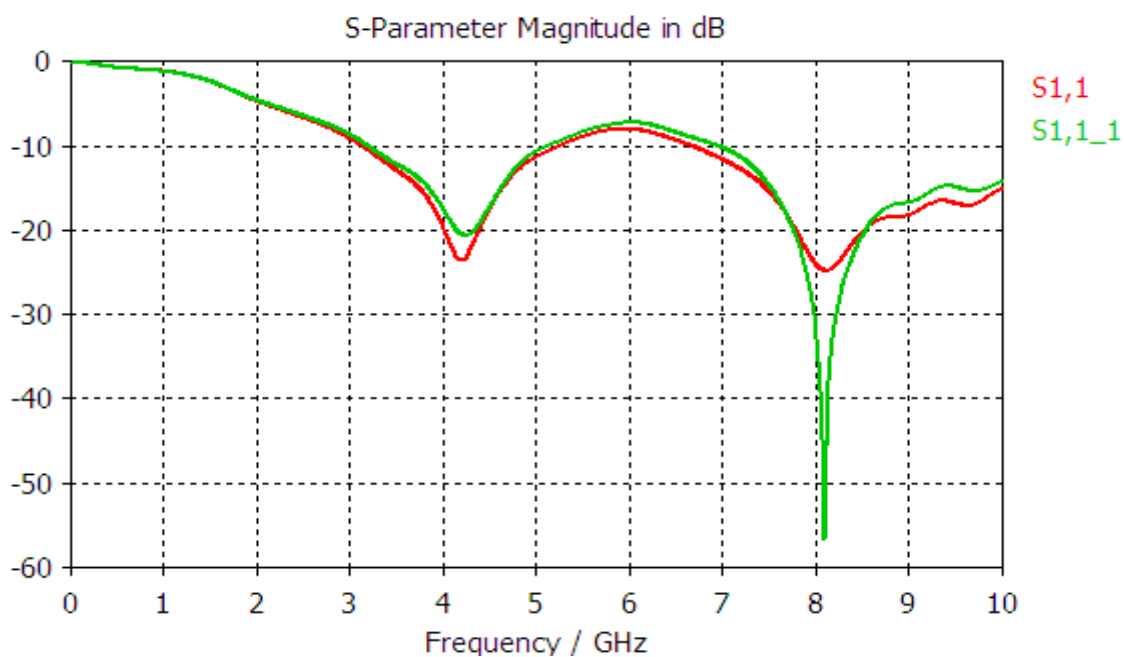


(b)

**Figure IV. 33 : Représentation du Coefficient de réflexion**

*(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur*

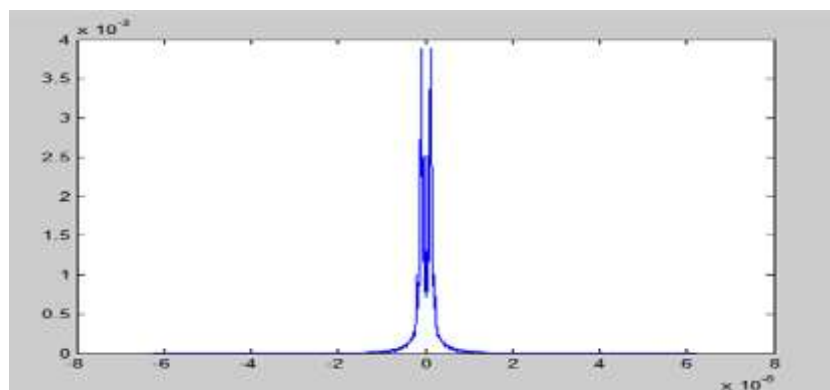




**Figure IV.34 : Représentation des deux Coefficients de réflexion**

*S1,1\_1 Avec tumeur et S1,1 Sans tumeur*

La figure IV .35 représente la transformée de Fourier inverse de la différence entre le coefficient de réflexion avec et sans tumeur.



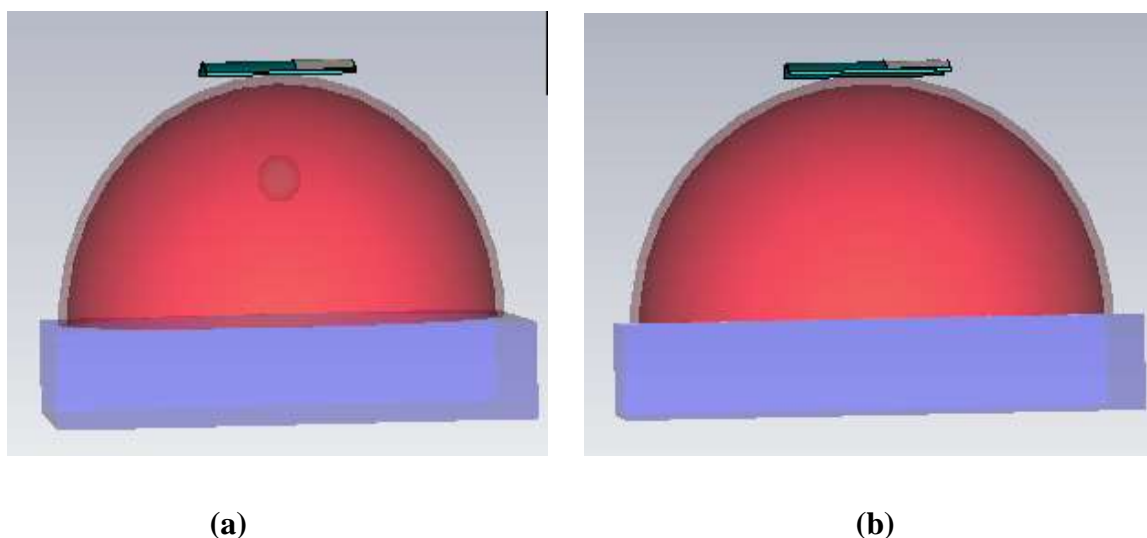
**Figure IV. 35 : Représentation de la transformée de Fourier inverse**



(c) Position 3 :

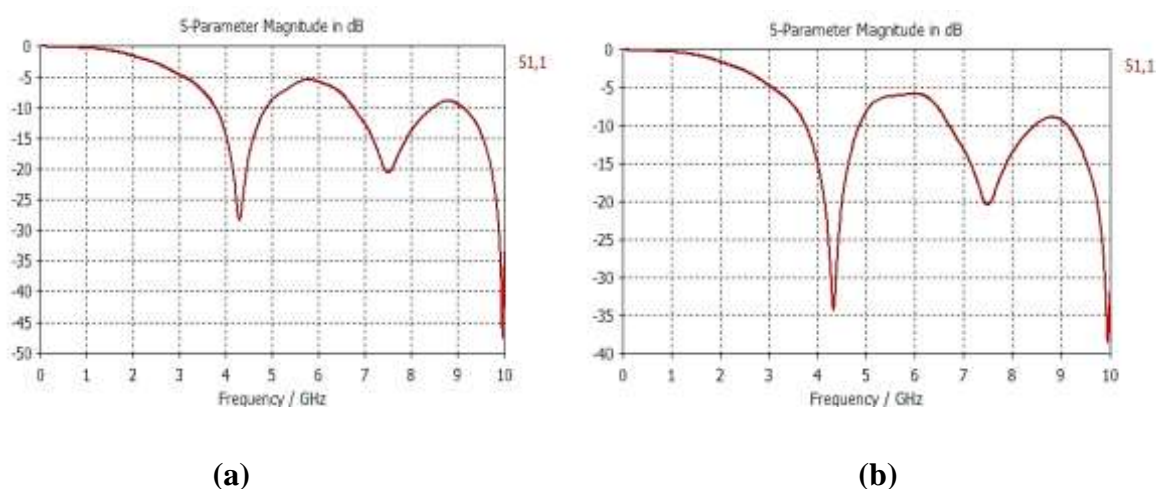
On change la position de l'antenne et on prélève le coefficient de réflexion. La figure IV.36 montre la position de l'antenne pour les deux cas avec et sans tumeur.

Les figures IV.37. a et IV.37.b montrent les coefficients de réflexion avec et sans tumeur. Sur La figure IV.38 on représente les deux coefficients de réflexion avec et sans tumeur en même temps.



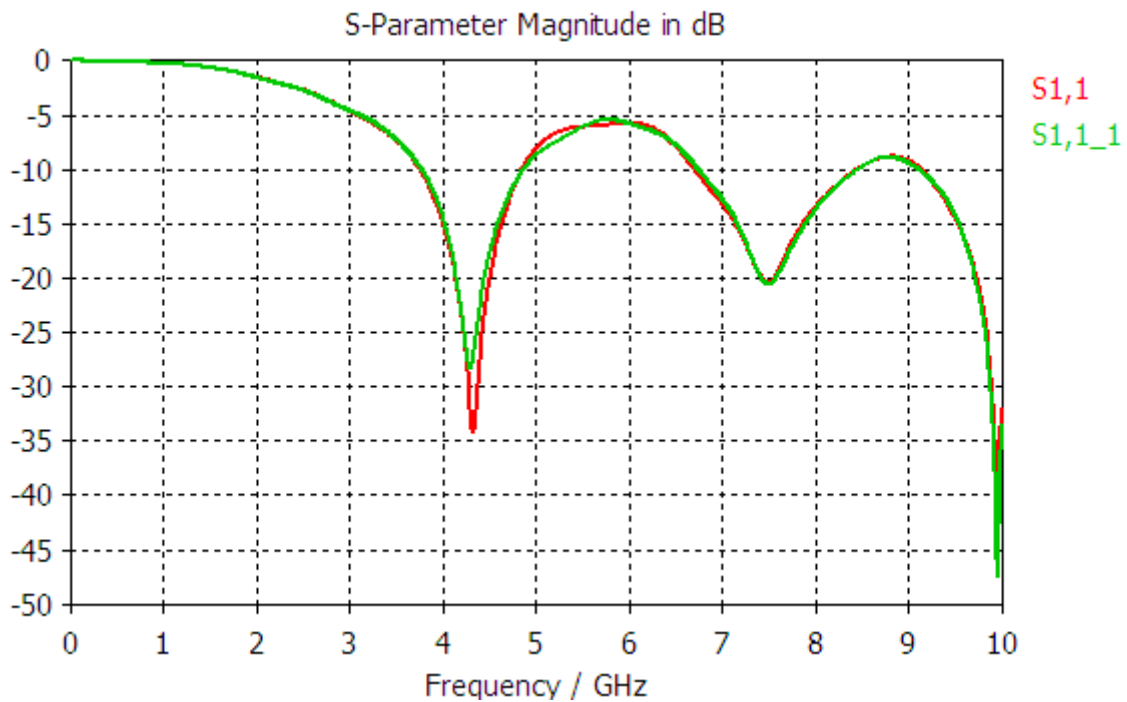
**Figure IV. 36 : Antenne conformée avec élément biologique**

(a) Avec tumeur    (b) Sans tumeur



**Figure IV. 37 : Représentation du coefficient de réflexion**

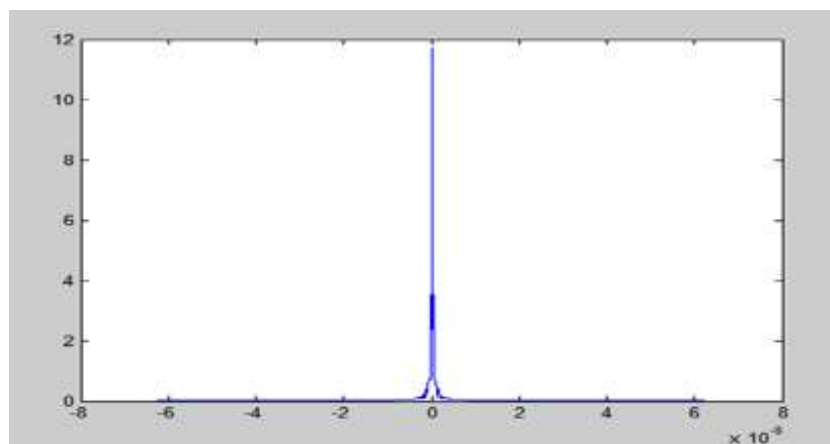
(a) Avec tumeur    (b) Sans tumeur



**Figure IV.38 : Représentation des deux Coefficients de réflexion**  
**S1,1\_1 Avec tumeur et S1,1 Sans tumeur**

On remarque qu'il y a une différence notable entre les deux coefficients de réflexion avec et sans tumeur.

La figure IV .39 représente la transformée de Fourier inverse de la différence entre le coefficient de réflexion avec et sans tumeur. On obtient dans ce cas un pic fin.



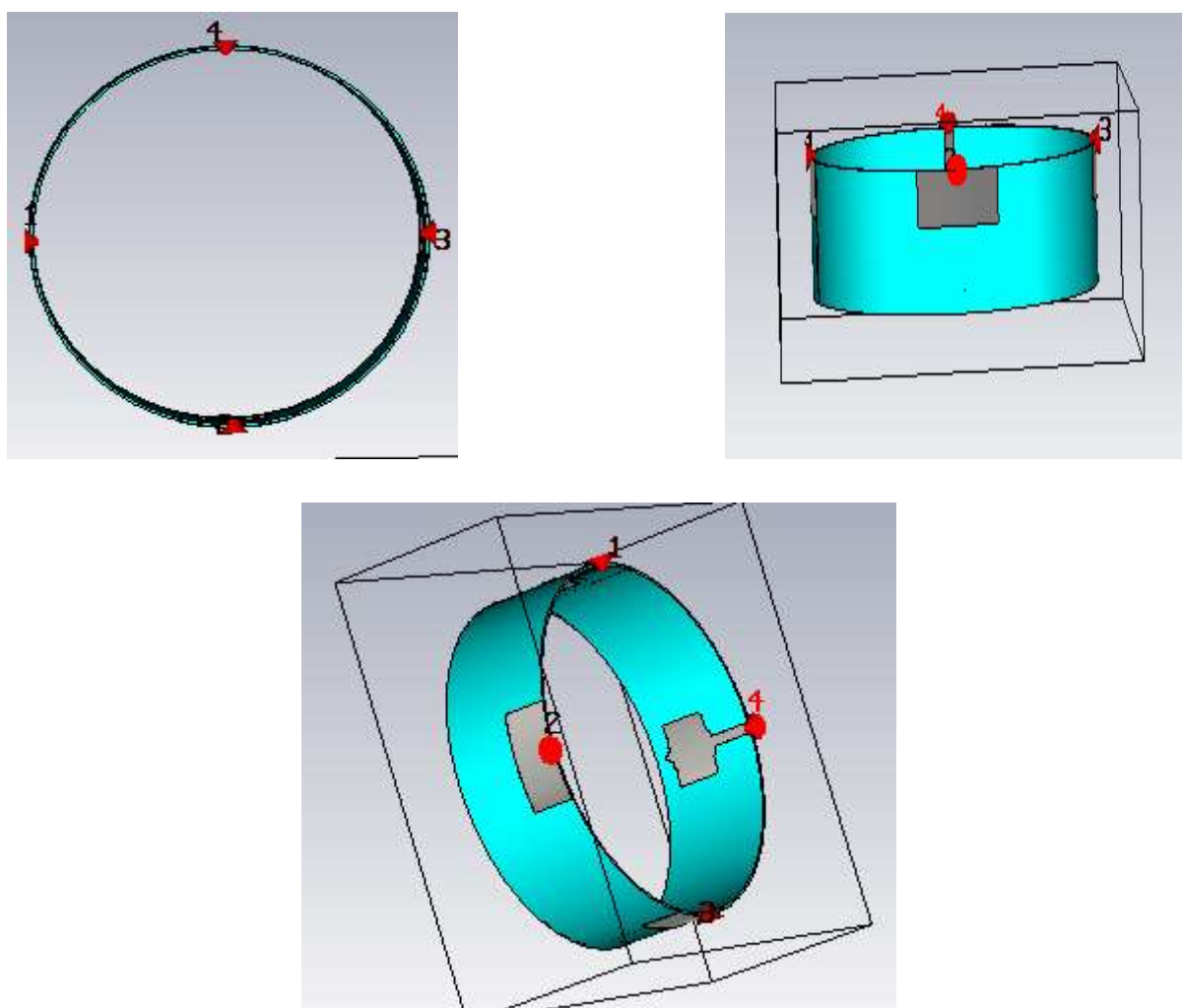
**Figure IV.39 : Représentation de la transformée de Fourier inverse**



#### **IV.7 Réseau conformé :**

Pour obtenir de meilleures performances nous avons conçu une antenne ceinture. Cette antenne conformée et constituée de quatre éléments rayonnants disposés sur un cylindre comme le montre la figure IV.40. L'alimentation est faite par port discret. Le rayon du cylindre est de 54 mm.

La représentation du coefficient de réflexion est donnée sur la figure IV.41.



**Figure IV.40 : Présentation du Réseau de 4 antennes**

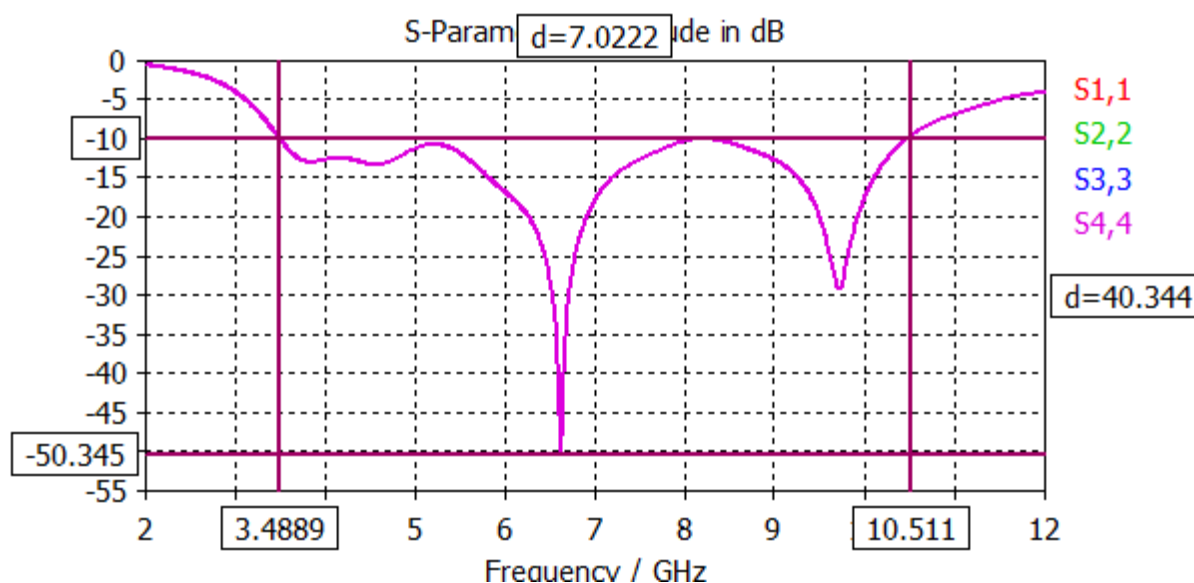
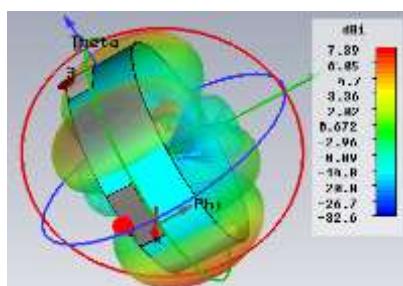
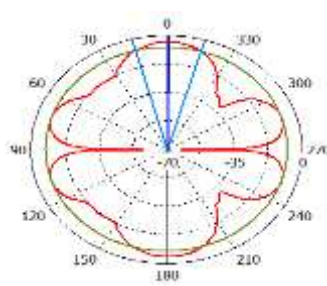


Figure IV.41 Représentation des Coefficient de réflexion S11, S22, S33, S44

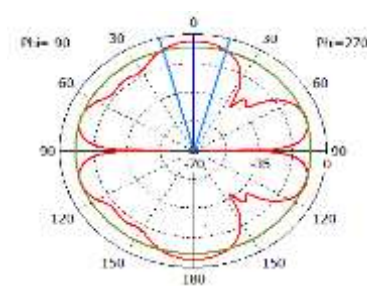
La figure IV.42 représente le rayonnement de l'antenne à plusieurs fréquences : 3.87 GHz, 7.5GHz, 10GHz.



(a) Antenne 3D

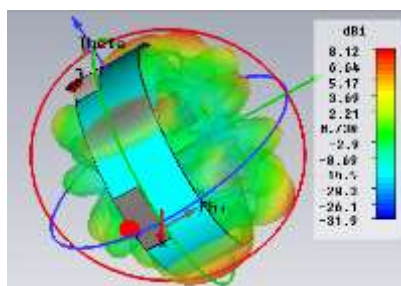


(b) :  $\phi = 0^\circ$

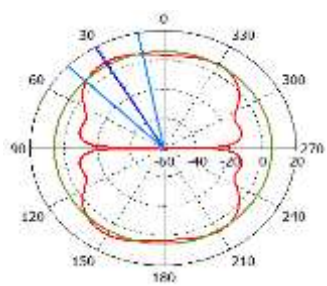


(c) :  $\phi = 90^\circ$

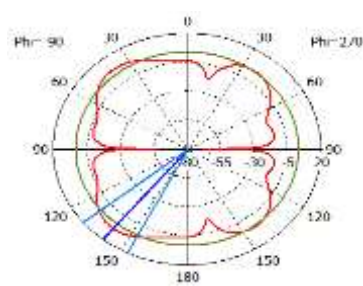
Cas 1



(a) Antenne 3D

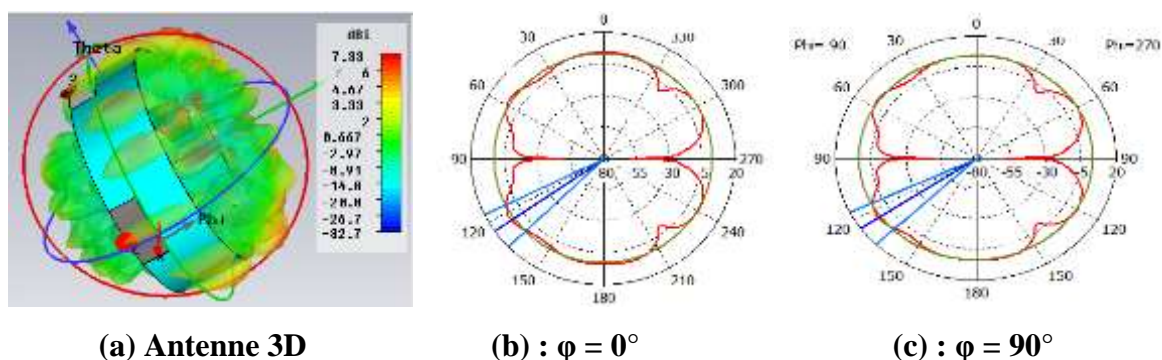


(b) :  $\phi = 0^\circ$



(c) :  $\phi = 90^\circ$

Cas 2



Cas 3

Figure IV.42: *diagramme de rayonnement*

*cas 1 :  $F = 3.87 \text{ GHz}$ , cas 2 :  $7.5 \text{ GHz}$ , cas 3 :  $10 \text{ GHz}$*

## IV.8 Réseau conformé avec élément biologique

On place notre antenne ceinture autour de l'élément biologique et on prélève le coefficient de réflexion comme le montre la figure suivant.

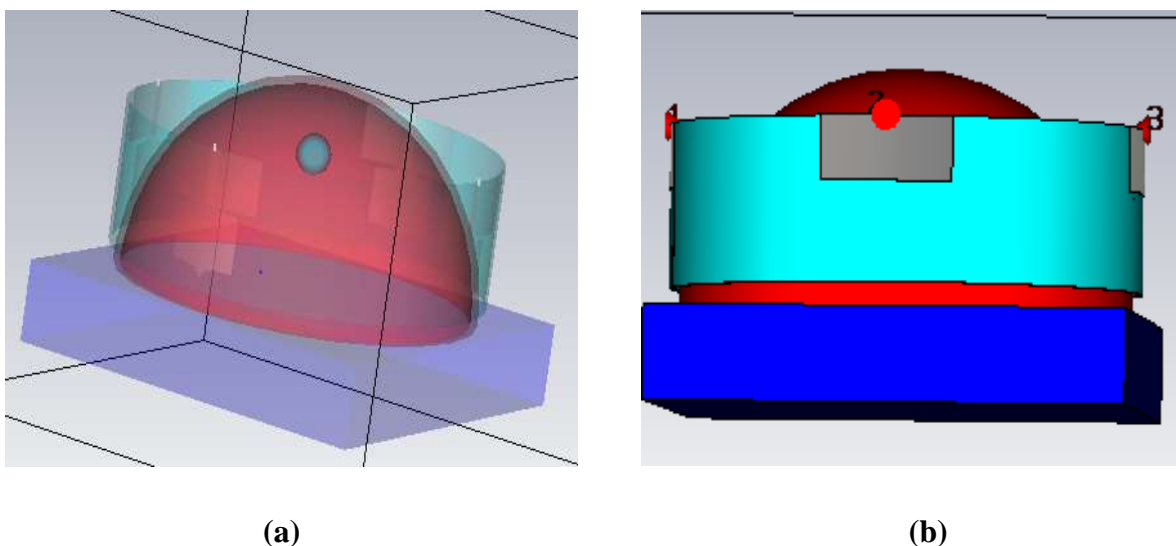


Figure IV.43: Antenne avec élément biologique

(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur

Les figure suivant représente le coefficient de réflexion .

D'après les résultats, on remarque qu'il existe une légère différence entre les quatre coefficients de réflexion car la tumeur est un peu éloignée de l'antenne.

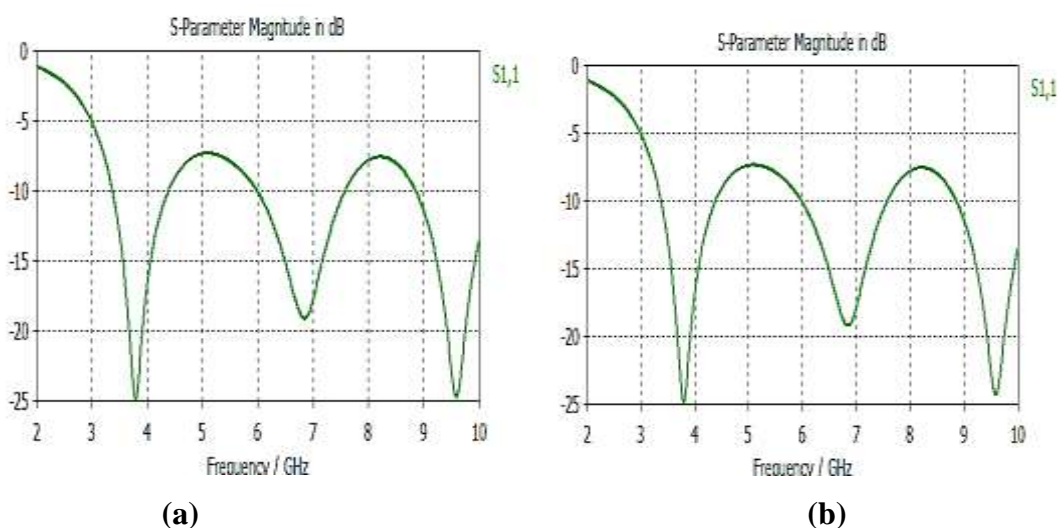


Figure IV.44 Représentation du coefficient de réflexion S11

(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur

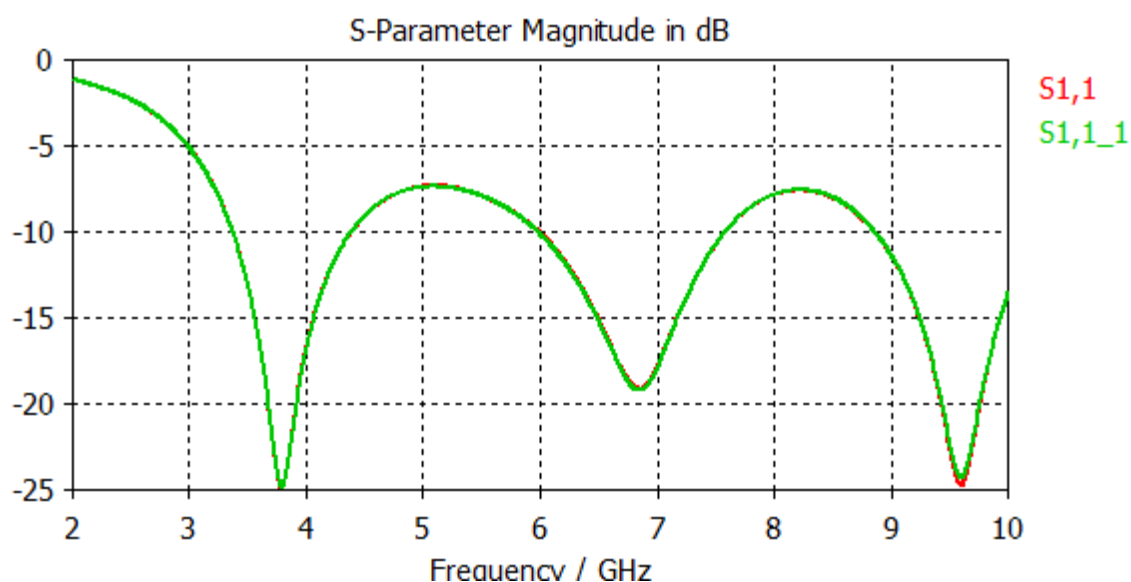
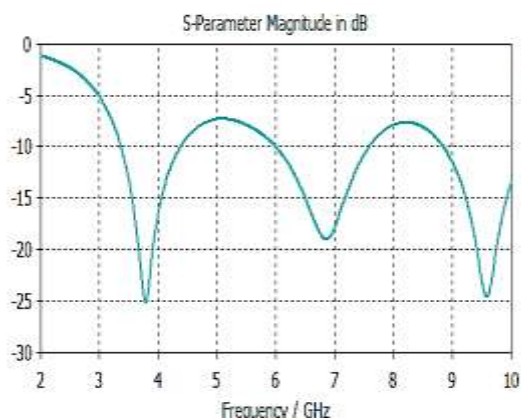
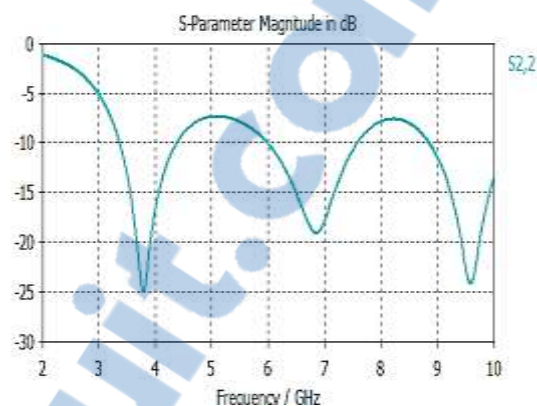


Figure IV.45 Représentation des deux Coefficients de réflexion

S1,1 Avec tumeur et S1,1\_1 Sans tumeur



(a)



(b)

Figure IV.46 Représentation du coefficient de réflexion S22

(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur

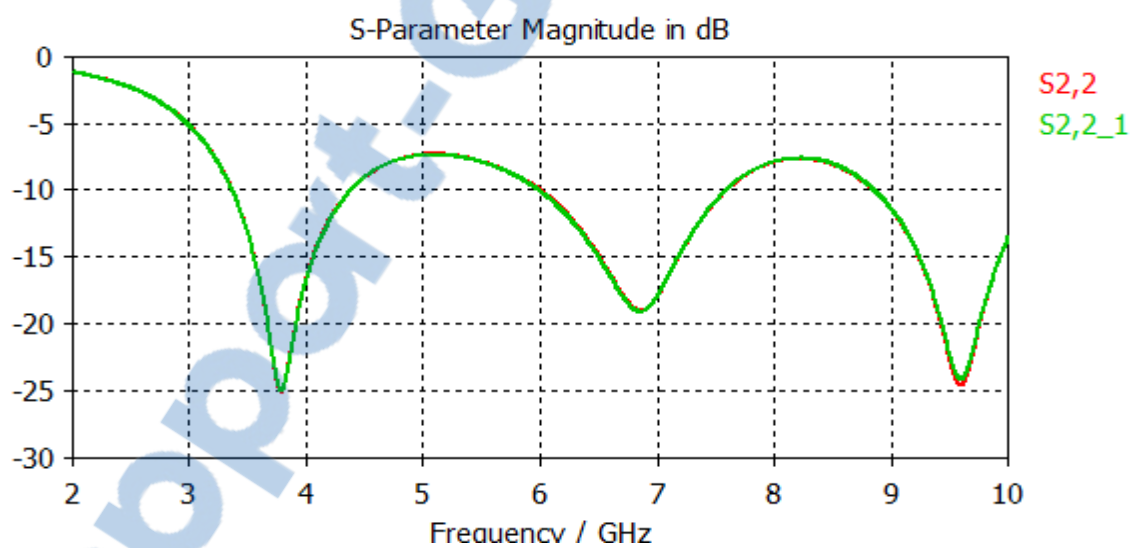
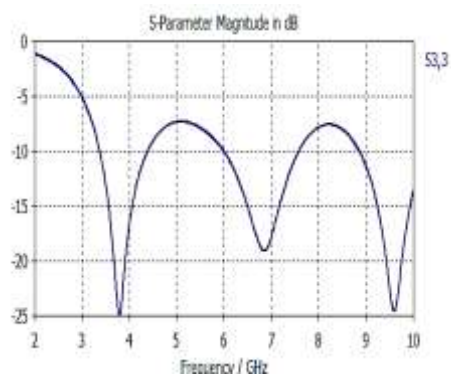
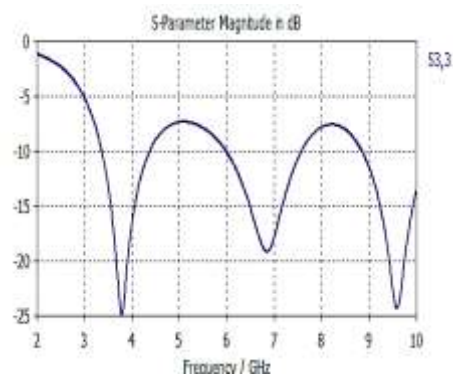


Figure IV.47 Représentation des deux Coefficients de réflexion

S2,2 Avec tumeur et S2,2\_1 Sans tumeur



(a)



(b)

Figure IV.48 Représentation du coefficient de réflexion S<sub>33</sub>

(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur

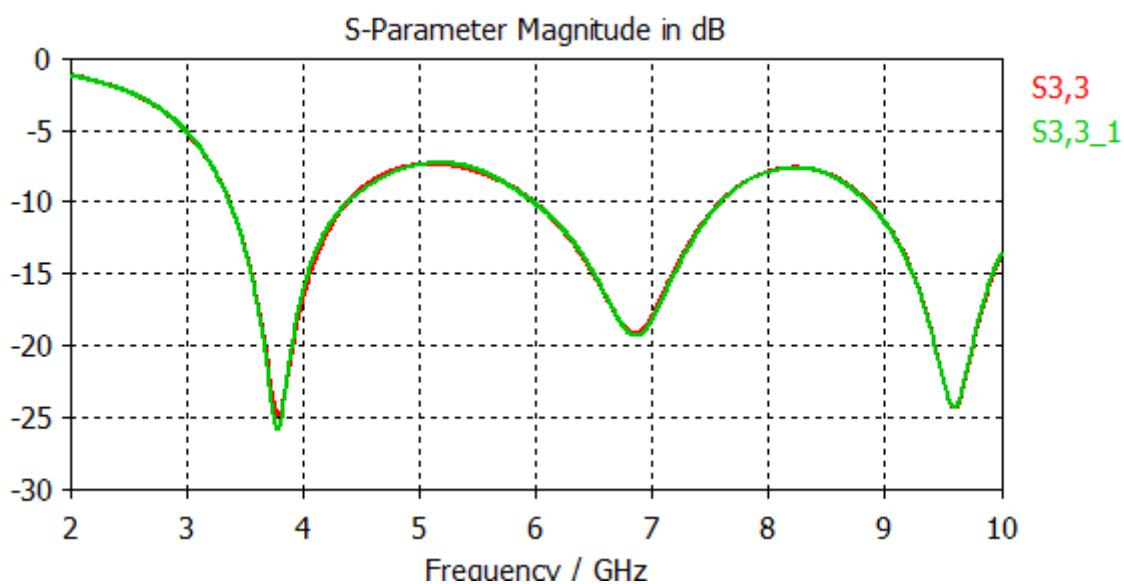


Figure IV.49 Représentation des deux Coefficients de réflexion

S<sub>3,3</sub> Avec tumeur et S<sub>3,3\_1</sub> Sans tumeur



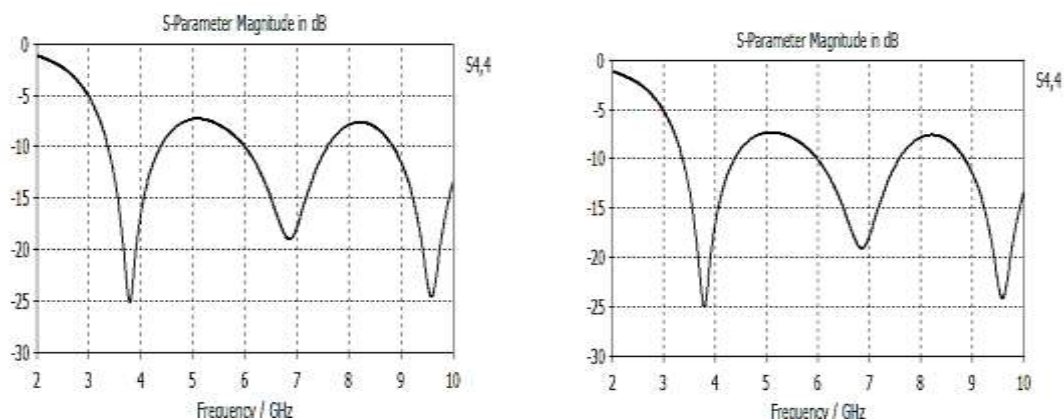


Figure IV.50 Représentation du coefficient de réflexion S44

(a) Avec tumeur (b) Sans tumeur

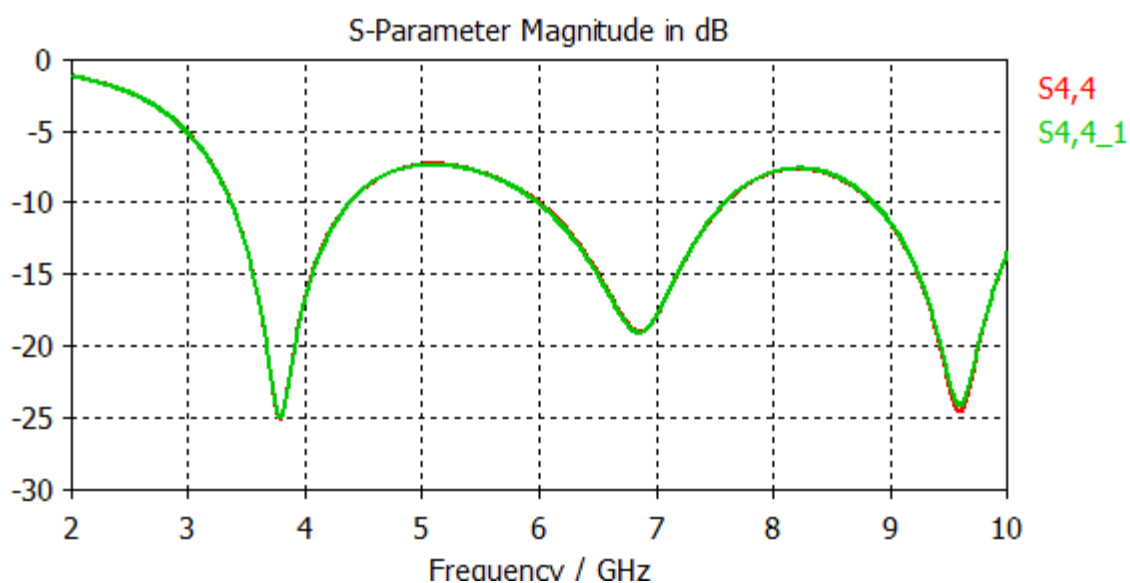


Figure IV.51 Représentation des deux Coefficients de réflexion

**S4.4** Avec tumeur et **S4.4\_1** Sans tumeur

Les figure IV .52, IV .53, IV .54, et IV .55 représentent la transformée de Fourier inverse de la différence entre le coefficient de réflexion avec et sans tumeur pour chaque élément rayonnant.



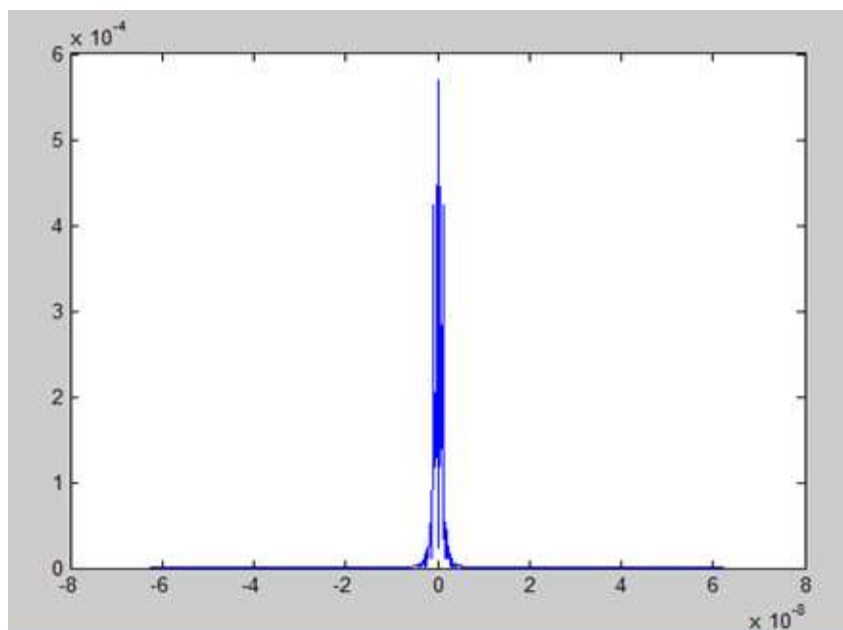


Figure IV.52 : Représentation de la transformée de Fourier inverse du S11 linéaire

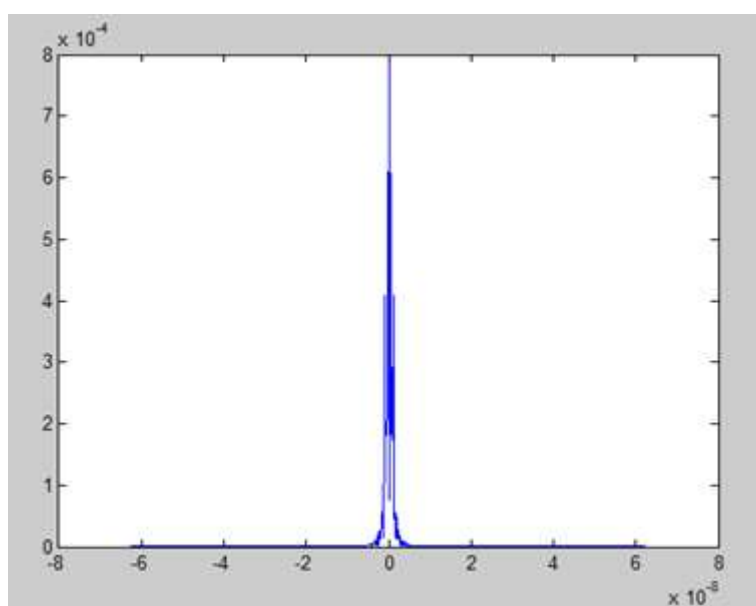


Figure IV.53 : Représentation de la transformée de Fourier inverse du S22 linéaire



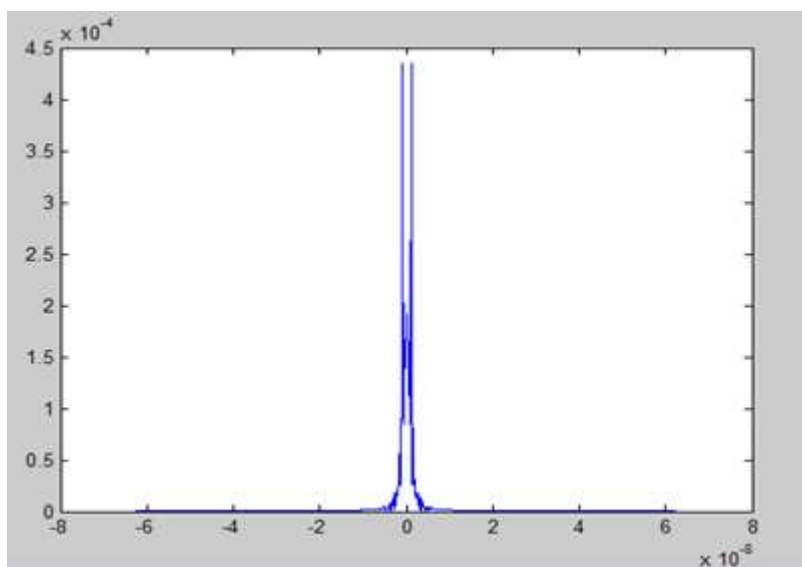


Figure IV.54 : Représentation de la transformée de Fourier inverse du S33 linéaire

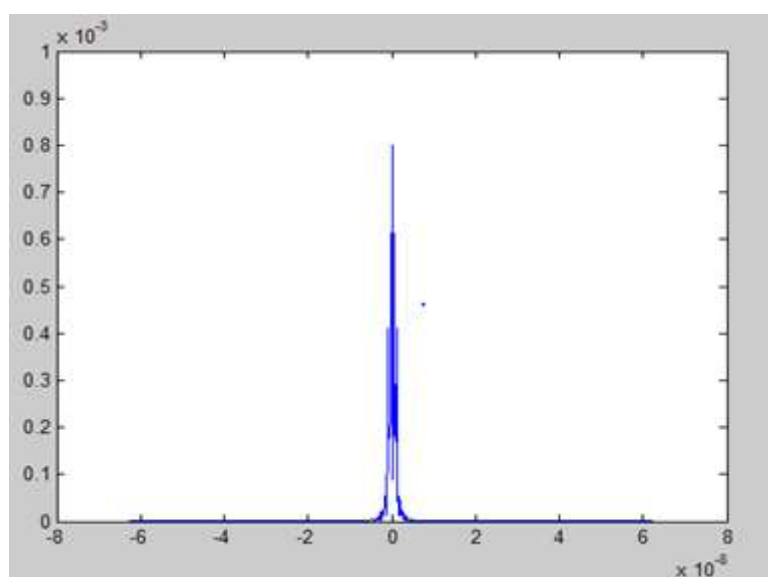


Figure IV.54 : Représentation de la transformée de Fourier inverse du S44 linéaire

## **IV.9 Conclusion :**

La conception d'antennes pour une utilisation en imagerie micro-onde représente un important challenge pour cette nouvelle technologie ULB. Elles doivent présenter des caractéristiques dictées par la nature de cette technologie en plus des habituels critères de qualité d'une antenne « classique » comme l'adaptation d'impédance, le rendement, et le rayonnement. La véritable difficulté réside donc dans la faculté pour ces antennes de maintenir ces performances à la fois dans toutes les directions et à toutes les fréquences afin de ne pas affecter les performances de systèmes déjà fortement contraints.

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de simulation des antennes ULB conçues en vue de leur réalisation.

Deux antennes planes, une sans ouverture et l'autre avec ouverture, ont été conçues. Ensuite une troisième antenne de type conformée a été conçue. Les performances de ces antennes ont été simulées.

Les résultats obtenus, lors de l'application des antennes conçues à la détection de la tumeur du sein, sont satisfaisantes et très intéressants et ont démontré l'efficacité de la méthode utilisée sur des exemples d'antenne plane et conformée.

## **Conclusion générale**

Le travail exposé dans ce mémoire de master s'inscrit dans le domaine de la conception d'antennes pour imagerie micro-onde ainsi que leur caractérisation.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une généralité sur les antennes imprimées.

Le second chapitre a présenté la technologie ULB, sa définition, ses caractéristiques, ses applications et un état de l'art des antennes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences.

Le logiciel de simulation a fait l'objet du troisième chapitre. Il fallait comprendre les outils derrière ce logiciel de simulation. De ce fait, nous avons présenté le logiciel CST Microwave studio qui utilise la méthode d'intégration finie.

Le quatrième et dernier chapitre a donc été consacré à la présentation des résultats de simulation. Deux antennes planes, une avec ouverture et l'autre sans ouverture, couvrant toute la bande de [3.2 à 11.34] GHz, ont été étudiées et conçues. Enfin, une autre antenne de type conformée, alimentée par port discret a été étudiée et conçue.

Les résultats de simulation obtenus par le logiciel CST ont montré que les antennes conçues présentent de très bonnes performances en termes de largeur de bande, gain et efficacité.

Les résultats obtenus, lors de l'application des antennes conçues à la détection de la tumeur du sein, sont satisfaisantes et très intéressants et ont démontré l'efficacité de la méthode utilisée sur des exemples d'antenne plane et conformée.

## **Bibliographie**

- [1] : Conception d'une antenne à bande élargie micro ruban , pour une antenne –réseau à balayage électronique mémoire présenté à la faculté des études supérieures de l'université Laval pour l'obtention.
- [2] : J.J. LEE''Numerical methods makes lens antennas practical Microwave – Vol.21 –n°9 – Septembre 1992 – page 81
- [3] : S. SILVER ''Microwave Antenna Theory and Design'' Dover publication inc NEW-YORK
- [4] : Cours de l'enst bretagne ([www-mo.enst-bretagne.fr/~duflot](http://www-mo.enst-bretagne.fr/~duflot))
- [5] : Cours université de Metz ([www.licm.sciences.univ-metz.fr](http://www.licm.sciences.univ-metz.fr))
- [6] : Paul F. Combes ''Micro-ondes, Circuits passifs, Propagation, Antennes cours et exercices '' Edition DUNOD
- [7] : Dominic GRENIER « antennes et propagation radio » GEL 4202/GEL 7019, département de génie électrique et de génie informatique Université Laval Québec- Canada. Hiver 2012.
- [8] : ZIANI KERARTI Djalal « étude et conception d'antenne ultra large bande » département de génie électrique et électronique, laboratoire de télécommunications université Abou bakr BELKAID, Tlemcen. 2011
- [9] : Laurence BABOUR « étude et conception d'antenne ultra large bande miniaturisées en impulsionnel » Institut polytechnique de Grenoble, France. 7 Mai 2009
- [10] : Alex BELARBI « Les antennes indépendantes de la fréquence », examen probatoire en électronique présenté par lors de la session Septembre 2003. Conservatoire national des arts et métiers- centre régional de Marseille. Septembre 2003.
- [11] : Nicolas FORTINO « conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra large bande impulsionnels» université de Nice-Sophia Antipolis UFR sciences, école doctorale des sciences et technologie de l'information et de la communication.16 Février 2006.

[12]: Jianxin LIANG «antenna study and design for ultra wideband communication applications» department of electronic engineering Queen Mary, university of London United Kingdom. July 2006.

[13]: L. Bennett G.F. Ross, "Time domain electromagnetics and its applications", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.

[14]: Computer Simulation Technology (CST), \CST Design Studio",  
<http://www.cst.com/Content/Products/DS/Overview.aspx>

[15]: <http://www.CSTSTUDIO>  
[SUITE2010/OnlineHelp/cst\\_studio\\_suite\\_help.htm#general/welcome\\_de.htm](http://www.CSTSTUDIO/SUITE2010/OnlineHelp/cst_studio_suite_help.htm#general/welcome_de.htm)