

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

UNIVERSITE SETIF-1

UFAS (ALGERIE)

MEMOIRE

Présenté à la faculté de Technologie

Département d'Electronique

Pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER

Option : Instrumentation

Par

Mr. ARAB Tarek

THEME

**Etude des matériaux composites (Titanate oxyde) : application pour
la réalisation des substrats d'antennes miniatures**

Soutenu le 04 /11/2014 devant la commission d'examen :

Mr. A. Zegadi	Prof à l'université de Sétif-1	Président
Mr. N. Bouzit	Prof à l'université de Sétif -1	Rapporteur
Mr. N. Boukezzoula	MCA à l'université de Sétif-1	Examineur
Mr. N. Bourouba	MCA à l'université de Sétif-1	Examineur

Remerciements

Ce travail de recherche s'est déroulé à la faculté de Technologie Département d'Electronique de Sétif au sein du laboratoire d'instrumentation Scientifique LIS sous la Direction du Professeur Nacerdine BOUZIT.

D'abord, nous remercions Dieu le tout puissant. C'est grâce à lui que nous avons eu la foie et la force pour accomplir ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Mr. N.BOUZIT, Professeur à l'université de Sétif, pour ses précieux conseils, ses incessants encouragements et surtout sa grande disponibilité tout au long de la réalisation de ce travail. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a témoignée.

Toute ma gratitude va a monsieur le professeur A. Zegadi Professeur à l'université Ferhat Abbas de Sétif, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Mr N. Boukezzoula, Maître de conférences à l'université de Sétif, Mr N. Bourouba, Maître de conférences à l'université de Sétif, qui ont bien voulu mobiliser leur temps et leur compétences pour juger ce travail.

Mes remerciements les plus vifs, vont également à mes parents qui m'ont donné un environnement idéal durant toute mon enfance et ils m'ont enseigné l'humilité et l'honnêteté avec lesquelles j'ai essayé de mener à terme ce travail scientifique.

Finalement, je remercie tous les enseignants qui ont participé à ma formation au département d'électronique et tout le personnel administratif de la faculté de Technologie.

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 Technologie de fabrication des antennes	
1.1. Introduction.....	3
1.2. Antenne patch microruban.....	3
1.2.1. Mécanisme de radiation.....	4
1.2.2. Mécanismes d'alimentation.....	6
1.2.3. Antenne patch circulaire.....	7
1.2.4. Antenne patch rectangulaire.....	8
1.2.5. Conception d'une antenne patch alimentée par une ligne microruban	10
1.3. Inventaire des techniques de miniaturisation	12
1.3.1. Limites théoriques	12
1.3.2. Techniques de miniaturisation pour les antennes imprimées	14
1.3.2.1. Introduction de court-circuit	14
1.3.2.2. Utilisation d'éléments localisés.....	15
1.3.2.3. Modification de la géométrie.....	16
1.3.2.4. Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde guidée	17
1.3.3. Antennes à résonateur diélectrique (DRA) classiques et ses techniques de miniaturisation.....	20
1.3.3.1. Antenne DRA classique	20
1.3.3.2. Techniques de miniaturisation d'une antenne DRA	22
1.4. Conclusion.....	24
Chapitre 2 Matériaux employés pour la réalisation d'antenne	
2.1. Introduction.....	25

2.2. Matériaux composites à base de titanate utilisée pour la conception d'antenne patch.....	25
2.2.1. Matériaux composites polymère-céramique	25
2.2.2. Matériaux en céramique pour des applications dans les antennes mobiles.....	29
2.3. Antenne miniature basée sur les matériaux magnéto-diélectriques.....	30
2.4. Etude des matériaux composites <i>MZTO-CSTO</i> employé pour la conception d'antenne DRA alimenté par une sonde coaxiale	32
2.4.1. Propriétés structurales et diélectriques.....	33
2.4.2. Propriétés de conception d'une antenne DRA	37
2.5. Antenne à résonateur diélectrique alimentée par une ligne microruban.....	40
2.5.1. Configuration d'antenne	40
2.5.2. Résultats et discussion	41
2.6. Propriétés diélectriques de la composite résine époxyde de titanate de baryum à haute fréquence.....	42
2.6.1. Etude de propriété diélectrique des matériaux composites résine époxyde chargé par céramique Y5V.....	42
2.7. Conclusion.....	45

Chapitre 3 Méthodes de mesure des caractéristiques des antennes

3.1. Introduction.....	46
3.2. Rappels sur les différentes zones de rayonnement.....	46
3.3. Diagramme de rayonnement et directivité.....	46
3.4. Principe de fonctionnement d'un analyseur de réseaux vectoriel.....	47
3.4.1. Rappel sur les paramètres S.....	47
3.4.2. Schéma de principe d'un analyseur de réseaux vectoriel.....	48
3.4.3. Correction des erreurs de mesures.....	49
3.5. Mesure des paramètres d'antenne avec analyseur de réseau vectoriel.....	51

3.5.1. Installation expérimentale.....	52
3.5.2. Procédure de mesure les paramètres S, fréquence de résonance et bande passante.....	53
3.5.3. Mesure le gain d'antenne.....	55
3.5.4. Mesure passive d'une antenne à la chambre.....	55
3.5.5. Mesure active d'une antenne.....	59
3.5.5.1. Mesure d'EIRP, ERP et TRP.....	59
3.5.5.2. Mesure d'EIS et TIS.....	62
3.6. Conclusion.....	63

Chapitre 4 Utilisation des matériaux diélectrique pour la conception d'antenne.

4.1. Introduction.....	64
4.2. Présentation des résultats sur les mélanges.....	64
4.3. Comportement des matériaux composites sur une large bande de fréquence.....	65
4.3.1. Résultats expérimentaux obtenus avec les quatre composites (polyester/ BaTiO ₃ , polyester/ CaTiO ₃ , polyester /SrTiO ₃ , et polyester / MgTiO ₃).....	65
4.3.2. Mélange Résine, BaTiO ₃ et MgO [RE, BT, MgO].....	67
4.4. Simulations des antennes réalisées avec Ansoft-HFSS.....	68
4.5. Simulation des modèles d'antennes microruban avec des matériaux composites (oxyde titanate).....	69
4.5.1. Antenne patch rectangulaire	69
4.5.1.1. Antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.....	69
4.5.1.2. Antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.....	72
4.5.1.3. Antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban avec deux encoches.....	75

4.5.2. Antenne patch circulaire	77
4.5.2.1. Antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial.....	77
4.5.2.2. Antenne patch circulaire alimentée directement par une ligne microruban avec encoches.....	79
4.6. Antenne à résonateur diélectrique (DRA) implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.....	80
4.7. Antenne quart d'onde PIFA (Planar Inverted-F Antenna).....	83
4.8. Conclusion.....	85
Conclusion générale.....	86
Références bibliographique.....	88
Liste des figures.....	92
Liste des tableaux.....	97
Liste des acronymes et abréviations.....	98

Introduction Générale

Le but de ce mémoire est d'étudier les potentialités que peuvent offrir ces hétérostructures pour favoriser l'intégration des antennes et optimiser leurs performances aux fréquences dans la bande industriel, scientifique, et médical "ISM". Le travail a pour objectif d'étudier les possibilités de miniaturisation dans la bande ISM, faite par la combinaison des fonctions de rayonnement électromagnétique à celles de tels matériaux composites.

En effet, les propriétés des matériaux composites polymère-oxyde de titanate attractives à forte permittivité et à faibles pertes, sur une gamme de fréquence pouvant s'étendre jusqu'à la dizaine GHz, ont d'ores et déjà ouvert une voie prometteuse aux concepteurs de composants hyperfréquences, La faisabilité de matériau composite polymère oxyde de titanate aux caractéristiques de permittivité élevé et faible perte diélectrique, due à l'inclusion des différentes titanates (titanate de baryum $BaTiO_3$, titanate de calcium $CaTiO_3$, titanate de strontium $SrTiO_3$, titanate de magnésium $MgTiO_3$) de structure pérovskite a constante diélectrique très élevée dans une matrice de résine époxyde. Il s'agit en l'occurrence d'hétérostructures complexes. Des applications intéressantes de ces matériaux ont d'ores et déjà été démontrées en hyperfréquences, en particulier pour la miniaturisation de composants hyperfréquences.

Le premier chapitre du travail présente les concepts de miniaturisation d'aériens et les limites théoriques qui y sont associées. Un rappel sur les antennes microrubans, puis une étude sur les antennes miniatures classiquement utilisées suivi de la description de différentes techniques de miniaturisation seront présentés. A l'issue de cette première partie, les potentiels des antennes à résonateur diélectrique (Dielectric Resonator Antenna (DRA)) en termes de miniaturisation et de large bande passante seront mis en évidence. En effet, ces antennes possèdent de nombreux degrés de liberté quant à leur structure et à leurs conditions aux limites.

Le second chapitre adresse la problématique des matériaux composites employé pour la conception des antennes imprimées, nous abordons le domaine des matériaux composites à base de titanate pour applications radiofréquences en s'appuyant sur une recherche bibliographique. Une étude vaste est effectuée pour actualiser l'état des connaissances à la fois sur l'utilisation des matériaux composites à base de titanate pour la miniaturisation des antennes. Nous nous interrogeons notamment sur le potentiel de miniaturisation des antennes patch par des matériaux polymère céramiques. Nous présentons également des application des antenne microrubans sur substrat polymère céramique, la longueur physique et l'efficacité de rayonnement en fonction de la constante diélectrique du matériau en céramique d'une antenne patch de longueur demi-onde à 900 MHz.. La deuxième partie a pour objectif d'analyser l'influence du substrat en matériau magnéto-diélectrique sur une antenne miniature de ligne microruban à $f_r = 100MHz$. En fin nous représentons une étude des matériaux composites $MZTO - CSTO$ employés pour la conception d'antenne DRA, et une étude sur les propriétés diélectriques de la composite résine époxyde chargé par titanate de baryum à haute fréquence appliquée de l'antenne chip.

Introduction générale.

Dans le troisième chapitre, nous allons présenter le principe de fonctionnement d'un analyseur de réseaux vectoriel, et détailler les principales méthodes de mesure qui permettent de caractériser expérimentalement les antennes par leur diagramme de rayonnement, leur gain et leur polarisation.

Le quatrième chapitre concerne les résultats de simulations réalisées sur les antennes patch et DRA, afin de montrer leurs performances (gain, bande passante, diagramme de rayonnement ...), nous avons proposé d'étudier les propriétés (diélectrique, conductivité statique) des matériaux composites polymère titanate réalisée par [64] et [65], Les antennes simulées sont réalisées sur des substrats en matériaux caractérisés dans notre laboratoire, pour diminuer les dimensions des antennes et optimiser leurs performances (gain, bande passante, coefficient de réflexion, diagrammes de rayonnement,...) dans des contextes de fonctionnement de type circuits imprimés. En effet, au cours de ce chapitre, nous distinguerons tous les avantages à utiliser ce type de matériau au sein d'une structure antennaire.

Et on termine par une conclusion

CHAPITRE 1

TECHNOLOGIE DE FABRICATION DES
ANTENNES

1.1. Introduction

Le but de ce chapitre est de faire un état de l'art des différentes méthodes de conceptions d'antennes patch imprimées. En premier lieu l'antenne patch classique et en second lieu nous définirons ce qu'est une antenne miniature avec ses caractéristiques, et à la fin nous détaillerons les techniques de miniaturisation des antennes imprimées qui existent dans la littérature [5, 9, 10].

1.2. Antenne patch microruban

Les antennes microrubans ont été présentées par Munson [49] dans le début des années 70 et sont devenues à la première fois plus courante principalement pour des applications de communication [1,2]. Ils sont largement répandus dans la région de fréquence micro-ondes en raison de leur simplicité [2]. Une antenne microruban simple se compose d'un patch métallique très mince déposé sur un substrat diélectrique fixé sur un plan de masse métallique (Figure 1.1). ($t_p \ll \lambda_0, h \ll \lambda_0, 0,003 \lambda_0 < h < 0,05 \lambda_0$, λ_0 représente la longueur d'onde dans le vide [1,2,3]. Pour un patch rectangulaire, la longueur (L) de l'élément rayonnant est habituellement dans la région $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ [1]. Leur efficacité de rayonnement dépend de la constante diélectrique et de l'épaisseur du substrat [2].

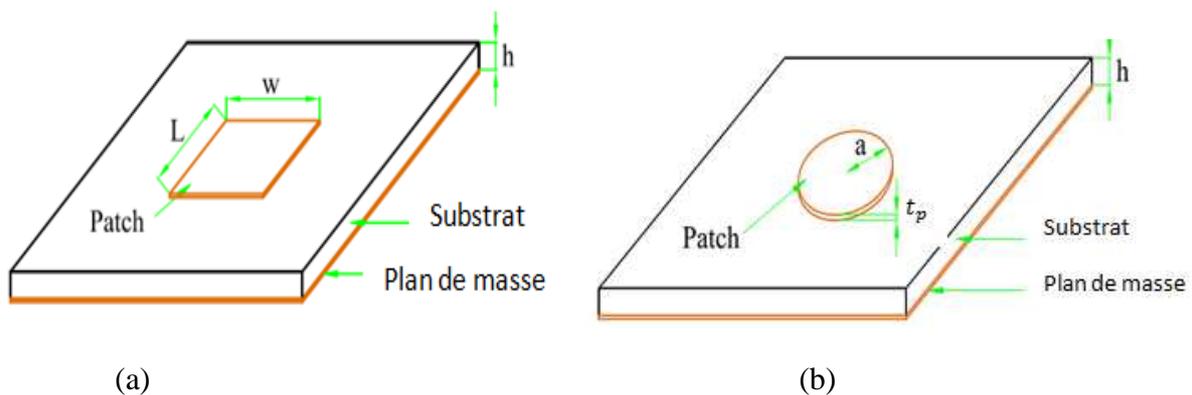


Figure. 1.1 : (a) Antenne patch microruban Rectangulaire et (b) Antenne patch microruban circulaire.

Les antennes patch microruban ont plusieurs avantages qui les rendent attrayantes pour beaucoup d'applications. Elles couvrent une large gamme de fréquence de 100 MHz à 100 GHz. Ces avantages sont:

- Faible poids.
- Conforme sur les surfaces planes et non-planes (avec les substrats minces). Facile à fabriquer.
- Mécaniquement robuste.
- Souple en termes de fréquence de résonance.
- Facile à intégrer avec les circuits MMICs (monolithic microwave integrated circuit) sur un même substrat.

D'autre part, elles ont quelques inconvénients principaux comprenant [1, 2, 3]:

- Faible efficacité de rayonnement.
- Possibilité de fonctionnement en faible puissance.
- Faible pureté de polarisation.
- Effet de couplage du rayonnement de l'alimentation.
- Largeur de bande de fréquence très étroite (en général seulement une fraction d'un pour cent ou à la plupart des quelques pour cent).
- Le gain légèrement inférieur comparé aux antennes conventionnelles à micro-ondes.

1.2.1. Mécanisme de radiation

Parmi beaucoup de modèles d'analyse pour les antennes microruban le plus courant est le modèle de la ligne de transmission (le plus facile de tout ce qui donne la bonne perspicacité des phénomènes physiques, mais est moins précis et il est plus difficile de modéliser l'accouplement), Le modèle de cavité, d'autre part il ya la modélisation électromagnétique qui inclue principalement la résolution des équations intégrales par la méthode de moment ou la méthode des éléments finis.

L'antenne peut être considérée comme une ligne de transmission de cavité résonnante avec deux extrémités ouvertes à une longueur de $\lambda/2$ où les champs aux bords du patch et la masse sont exposés à l'espace supérieur et créent le rayonnement [3]. Les dimensions finies de l'élément rayonnant (longueur et largeur) causent les lignes des champs aux bords du patch comme représente la figure 1.2.

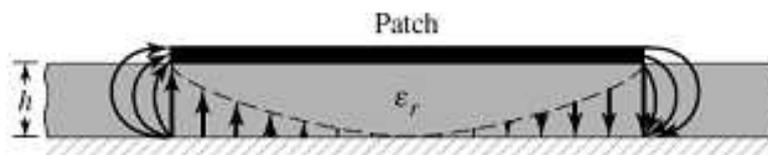


Figure 1.2: l'effet du champ sur les bords du patch [1].

La concentration des lignes de champ est en fonction des dimensions de patch et de l'épaisseur du substrat, pour le plan principal de champ électrique E les lignes de champ sont en fonction du rapport de la longueur de patch L et l'épaisseur h du substrat (L/h), aussi bien que la constante diélectrique relative ϵ_r du substrat. Bien que pour des antennes microruban les lignes de champ sont réduits (en raison de $L/h \gg 1$), ses influences sur la fréquence de résonance de l'antenne doivent être prises en compte [1].

Pour décrire le rayonnement d'antenne patch au lieu d'utiliser la distribution du champ dans l'antenne on utilise la distribution du courant sur la surface du patch et le plan de masse [4], Considérons une antenne microruban qui est alimenté par une source microonde. En conséquence, une distribution de charge est établie sur les deux côtés de la surface de patch, aussi bien que sur la surface du plan de masse figure 1.3.

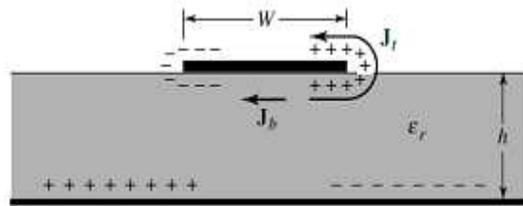


Figure 1.3 : densité de courant et distribution des charges sur antenne microruban [1].

La distribution de charge est commandée par deux mécanismes : un mécanisme attractant et répulsif [1, 4].

Le mouvement de ces dernières charges crée des densités de courant correspondantes J_b et J_t , aux surfaces inférieures et supérieures du patch, respectivement. Le mode dominant de la résonance d'antenne est le mode avec la fréquence de résonance du plus bas ordre [1]. Pour déterminer l'ordre du mode de fonctionnement, les fréquences de résonance devraient être placées dans un ordre croissant. Pour toutes antennes patch rectangulaire $h < l$ et $h < w$. si $l > w > h$, le mode dominant est TM_{010} . Si $w > l > h$, le mode dominant est TM_{001} tandis que si $w > w/2 > L > h$ le mode du second degré est TM_{002} . La distribution de champ électrique tangentiel le long des murs latéraux du substrat pour TM_{010} et TM_{001} et TM_{020} et TM_{002} sont représentés sur la figure 1.4.

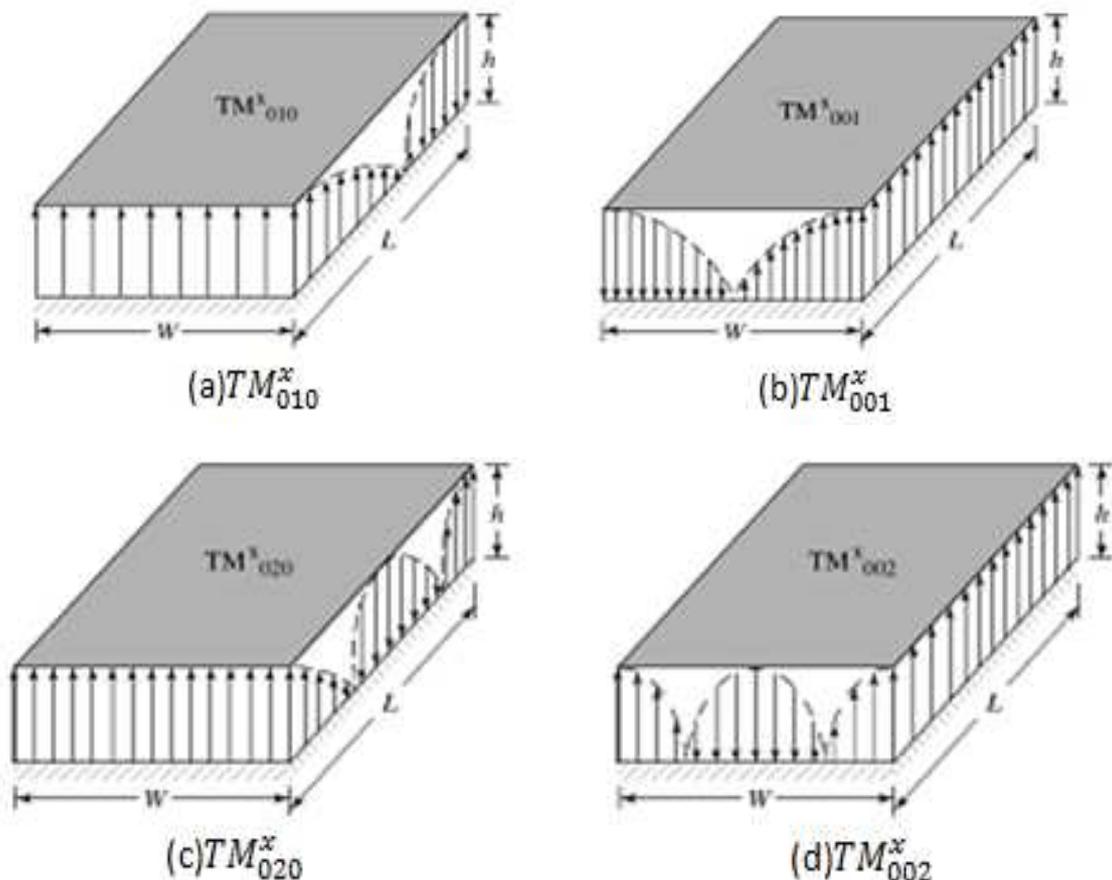


Figure 1.4: Configurations de champ (modes) pour antenne patch rectangulaire [1].

Les modes soutenus par l'antenne patch circulaire peuvent être trouvés en traitant le patch, le plan de masse, et le substrat comme cavité circulaire qui est semblable à l'antenne rectangulaire, les modes qui sont soutenus principalement par une antenne patch circulaire dont l'épaisseur de substrat est petite ($h \ll \lambda$) sont TM où z est la direction perpendiculaire à l'antenne patch [1]. Pour l'antenne microruban rectangulaire, il y a deux degrés de liberté à la commande (longueur et largeur). Ainsi, l'ordre des modes peut être changé en changeant les dimensions relatives de la largeur et de la longueur de patch. Cependant, parce que le patch circulaire il y a seulement un degré de liberté à commander (rayon de patch). Changer le rayon ne change pas l'ordre des modes ; cependant, il change la valeur absolue de la fréquence de résonance [1].

1.2.2. Mécanismes d'alimentation

Un problème récurrent dans la conception des antennes imprimées concerne le choix de la technique d'excitation. L'alimentation par sonde coaxiale est possible mais on préfère souvent utiliser des lignes imprimées qui permettent d'alimenter plusieurs éléments à la fois notamment dans le cas de la mise en réseau des antennes. Nous distinguerons plusieurs types d'alimentations figure 1.5 dont les principaux sont l'excitation par sonde coaxiale (a), par ligne imprimée (b), par proximité (c), et par couplage à travers une fente dans le plan de masse (d) [1].

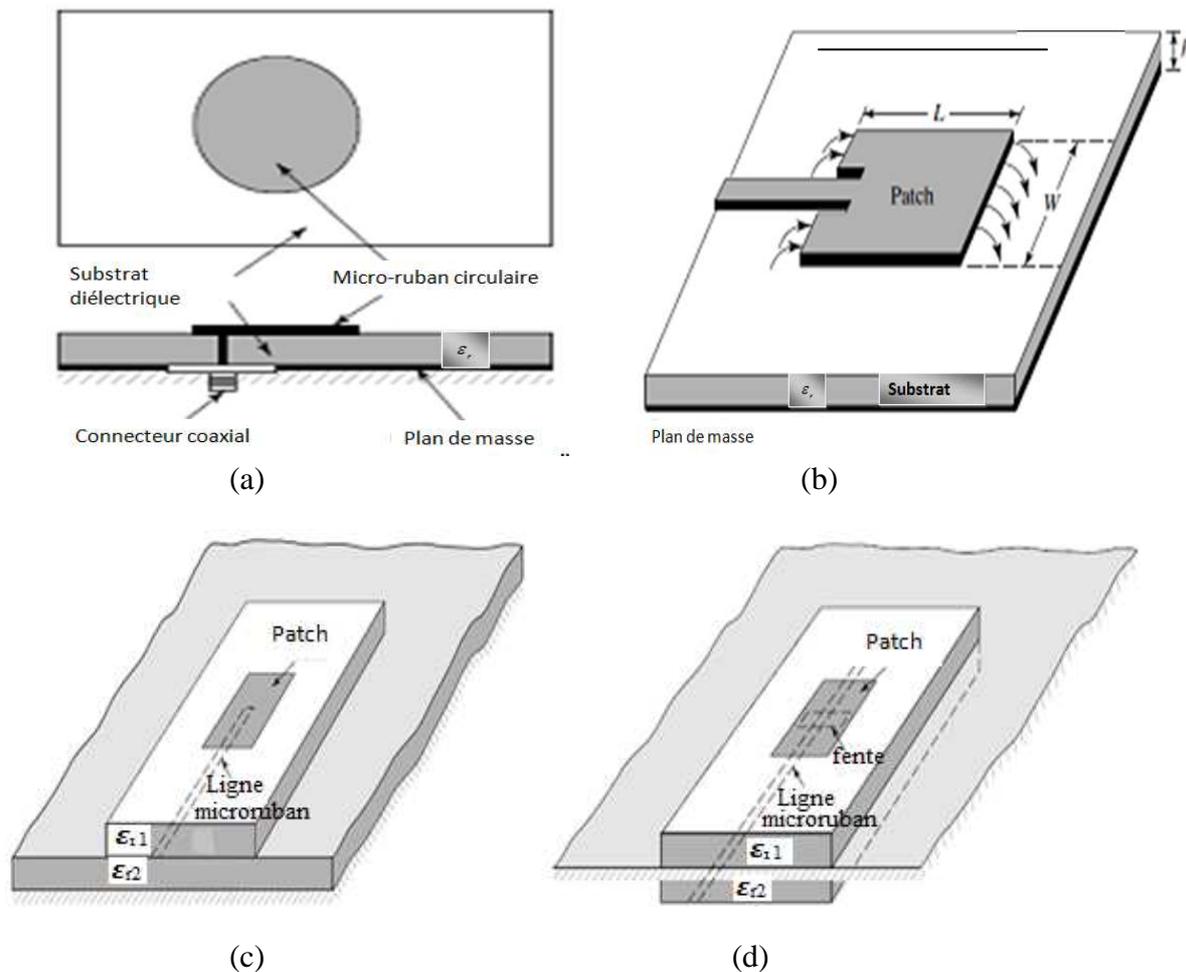


Figure 1.5: Différentes techniques d'alimentation des antennes imprimées [1].

L'alimentation par ligne imprimée sur le même plan a pour avantage la simplicité de mise en œuvre. Un seul substrat est utilisé ici, et le choix d'une encoche qui permet d'ajuster l'impédance d'entrée en pénétrant dans l'antenne pour l'adapter à l'impédance de source. L'alimentation par proximité se fait à partir de deux substrats superposés de permittivités différentes. Le substrat supérieur sera choisi de faible permittivité pour favoriser le rayonnement, tandis que le substrat inférieur sera de permittivité élevée de façon à concentrer le champ électromagnétique entre la ligne imprimée et le plan de masse.

En fin, une solution permettant d'isoler la ligne imprimée d'alimentation de l'élément rayonnant consiste à découper une fente dans le plan de masse de façon à coupler la ligne au pavé rayonnant. Cette solution, qui nécessite trois niveaux de métallisation, est attrayante car elle permet d'intégrer des composants actifs sur la ligne imprimée sans nuire au rayonnement de l'antenne compte tenu de la présence du plan de masse entre les deux. Malheureusement, un rayonnement arrière parasite peut apparaître notamment si l'on travaille à une fréquence proche de la résonance de la fente de couplage

1.2.3. Antenne patch circulaire

Une antenne patch microruban circulaire alimentée par sonde figure (1.6). Pour l'application de l'alimentation par sonde coaxial, l'épaisseur de substrat devrait être petite et la constante diélectrique devrait être assez grande de sorte que l'antenne devienne à bande étroite, En conséquence, n'importe quelle variation dans la fréquence de résonance de l'antenne deviendra plus claire, et facile à mesurer. L'alimentation par câble coaxiale est choisie pour isoler les résultats des changements physiques de l'alimentation, C'est parce que n'importe quel changement des dimensions de la structure d'antenne change la dimension de la ligne microruban et en conséquence, l'impédance d'alimentation et également la fréquence de l'antenne changera [4].

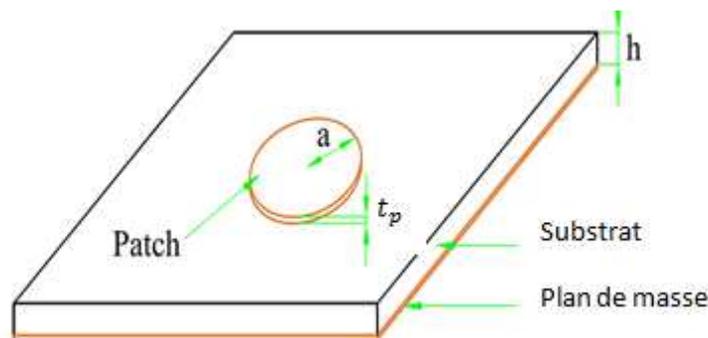


Figure 1.6: Antenne patch microruban circulaire.

Selon Balanis [1], la relation de la fréquence de résonance d'une antenne patch circulaire en fonction du rayon a , l'épaisseur de substrat h et la constante diélectrique relative ϵ_r , en son mode dominant TM_{110} :

$$(f_r)_{110} = \frac{1,2412 c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1 - 1)$$

Où : $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$ est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, et a_e est le rayon effectif de l'antenne.

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (1-2)$$

Le positionnement du point d'alimentation par câble coaxiale dans un patch circulaire pour une impédance de 50Ω , peut être calculé en utilisant les équations suivantes [30]:

$$50 = R_{in}(\rho' = \rho_0) = R_{in}(\rho' = a_e) \frac{J_1^2(k\rho_0)}{J_1^2(ka_e)} \quad (1-3)$$

$$R_{in}(\rho' = a_e) = \frac{1}{G_t} \quad (1-4)$$

$$G_t = G_{rad} + G_c + G_d \quad (1-5)$$

$$G_{rad} = \frac{(k_0 a_e)^2}{480} \int_0^{\pi/2} [J_{02}'^2 + \cos^2 \theta J_{02}^2] \sin \theta d\theta \quad (1-6)$$

Où : $J_{02}' = J_0(k_0 a_e \sin \theta) - J_2(k_0 a_e \sin \theta)$ et $J_{02} = J_0(k_0 a_e \sin \theta) + J_2(k_0 a_e \sin \theta)$

$$G_c = \frac{\epsilon_{m0} \pi (\pi \mu_0 f_r)^{-3/2}}{4h^2 \sqrt{\sigma}} [(ka_e)^2 - m^2] \quad (1-7)$$

Où : $\epsilon_{m0} = 2$ pour $m=0$, $\epsilon_{m0} = 1$ pour $m \neq 0$ et pour le mode TM_{110}

$k = k_0 \sqrt{\epsilon_r}$; Constant de phase de l'onde.

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$; Perméabilité de l'espace libre.

σ ; Conductivité de conducteur du patch et de la masse.

$$G_d = \frac{\epsilon_{m0} \tan \delta}{4\mu_0 h f_r} [(ka_e)^2 - m^2] \quad (1-8)$$

$\tan \delta$: Perte diélectrique du substrat.

1.2.4. Antenne patch rectangulaire

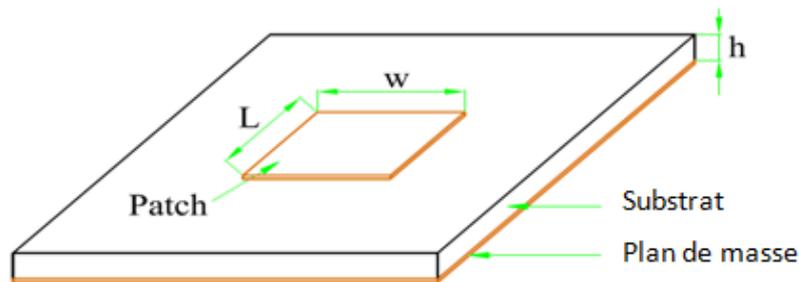


Figure 1.7: antenne patch microruban rectangulaire.

Selon Huang, Boyle et Balanis [1, 4], la fréquence de résonance pour une antenne patch rectangulaire en mode TM_{010} est donnée par:

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1-9)$$

La longueur effective du patch :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (1-10)$$

L : longueur du patch

$$\Delta L = 0,412 h \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3)\left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258)\left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (1-11)$$

ϵ_{reff} : Permittivité effective.

Pour $W/h > 1$:

$$\epsilon_{reff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[1 + 12 \frac{W}{h}\right]^{-1/2} \quad (1-12)$$

ϵ_r : Permittivité relative.

h : épaisseur du substrat.

w : largeur du patch, pour une bon efficacité de rayonnement $w = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$.

Le positionnement du point d'alimentation par câble coaxiale dans un patch rectangulaire pour une impédance de 50Ω , peut être calculé en utilisant les équations suivantes [31]:

$$50 = R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (1-13)$$

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \mp G_{12})} \quad (1-14)$$

Où R_{in} est la résistance d'entrée à la résonance, '+' est employé pour des modes avec la distribution impaire de tension sous le patch et entre les fentes, et '-' est employées pour des modes avec la même distribution de tension sous le patch et entre les fentes. Pour le mode TM_{010} '+' devrait être employé.

La conductance est :

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (1-15)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{K_0 w}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta = -2 + \cos X + X S_i(X) + \frac{\sin X}{X} \quad (1-16)$$

Où : $X = K_0 w$ et $K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$.

K_0 : Constante de phase dans l'espace libre.

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin y}{y} dy \quad (1-17)$$

La conductance mutuelle est :

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{K_0 w}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(K_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (1-18)$$

1.2.5. Conception d'une antenne patch alimentée par une ligne microruban

Afin d'employer une ligne microruban au lieu de câble coaxial pour alimenter l'antenne, deux différentes approches peuvent être employées. Une méthode est de relier directement une ligne d'impédance caractéristique 50Ω à l'antenne. Dans ce cas-ci, la ligne microruban devrait être reliée à l'antenne en utilisant deux encoches et doit être assorti à 50Ω de la ligne de transmission [1, 2].

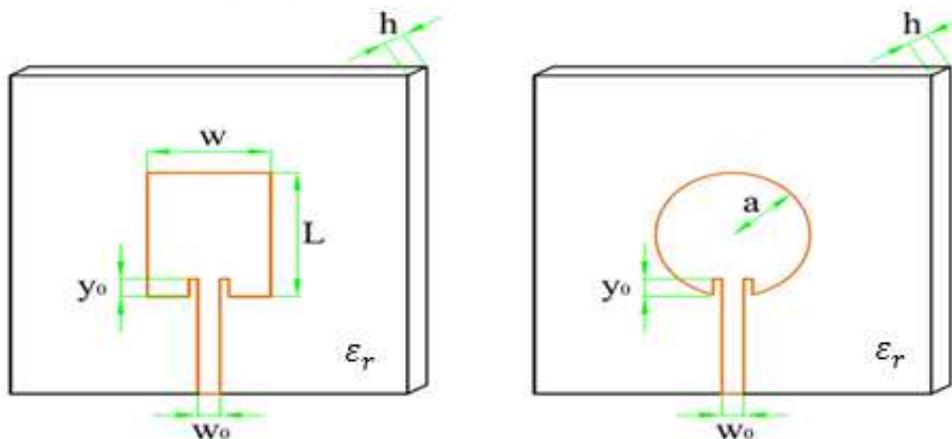


Figure 1.8: Antenne patch alimentée directement par ligne microruban.

Une autre méthode est de relier la ligne microruban au bord de l'antenne, Dans ce cas, le transformateur de quart-d'onde doit être placé entre la ligne microruban et l'antenne pour l'assortiment d'impédance 50Ω .

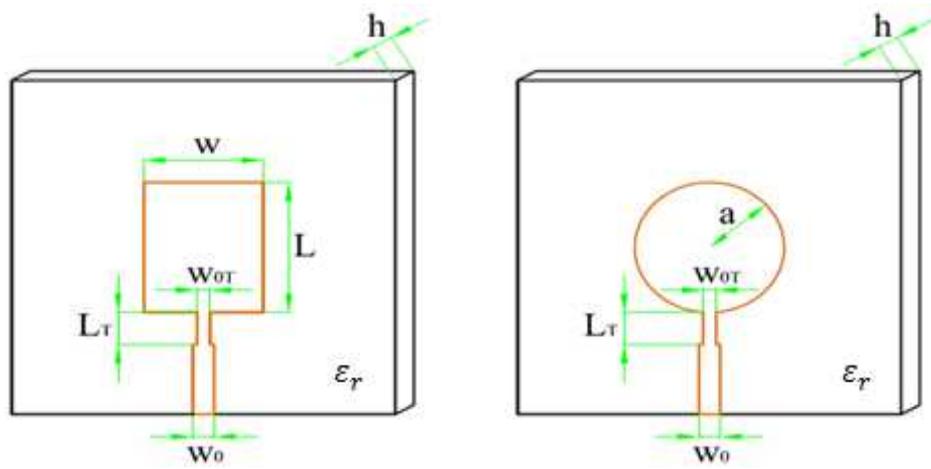


Figure 1.9: Alimentation au bord d'antenne patch par une ligne microruban en utilisant le transformateur quart-d'onde.

Pour les deux méthodes la largeur de la ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω devrait être calculée.

L'impédance caractéristique d'un transformateur de quart-d'onde est [3] :

$$Z_T = \sqrt{Z_c Z_L} \quad (1 - 19)$$

Où Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne microruban, Z_L est l'impédance du bord de patch.

L'impédance caractéristique d'une ligne microruban est :

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[\frac{8h}{w_0} + \frac{w_0}{4h} \right] & \frac{w_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{w_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w_0}{h} + 1.444 \right) \right]} & \frac{w_0}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (1-20)$$

Où: w_0 la largeur de la ligne microruban.

h l'épaisseur du substrat diélectrique.

ϵ_{reff} : Permittivité effective du substrat.

$$\epsilon_{reff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[1 + 12 \frac{w}{h} \right]^{-1/2} \quad (1 - 21)$$

Ou en utilisant l'équation suivante (si w_0 n'est pas disponible) [2], pour être employé en tant que première entrée pour une conception itérative :

$$\epsilon_{reff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (1 - 22)$$

Enfin, la longueur du transformateur peut être calculé par :

$$\lambda_T = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (1 - 23)$$

1.3. Inventaire des techniques de miniaturisation

La miniaturisation d'antennes résulte d'une action de réduction de l'encombrement de l'antenne afin de satisfaire des critères surfaciques ou volumiques de plus en plus critiques. D'après les travaux menés par Wheeler [5], une antenne est dite miniature si sa plus grande dimension est bornée par :

$$L_{max} \leq \frac{\lambda_0}{2\pi} \quad (1 - 24)$$

λ_0 étant la longueur d'onde dans l'air. Typiquement, pour des antennes linéaires comme les dipôles, nous définissons la miniaturisation par la diminution de leur longueur. Cependant pour des antennes de type planaires telle qu'une antenne micro-ruban, il peut être plus pertinent de considérer la miniaturisation en termes de diminution de surface.

La problématique de la miniaturisation d'antennes n'est pas récente. Toutefois avec l'apparition de nouvelles technologies associées à la montée en fréquence fréquence (gain, bande passante). Dans la littérature plusieurs auteurs [6, 7] montrent des avancées significatives dans la miniaturisation des structures rayonnantes, notamment pour ce qui concerne la téléphonie cellulaire. Deux aspects ont principalement été analysés : d'une part les limites théoriques à la miniaturisation d'aérien et d'autre part l'examen des techniques de miniaturisation. Les performances de l'antenne sont principalement liées aux matériaux utilisés qui doivent présenter des pertes minimales hors rayonnement. Les techniques actuelles de miniaturisation d'antenne consistent généralement à charger l'élément rayonnant (matériaux diélectriques, charges localisées, introduction de fentes ou court-circuit) et à agir sur la géométrie de la structure (pliage, formes spécifiques) [8].

Les structures les plus compactes résultent souvent d'une combinaison des différentes techniques et il semble qu'on ait atteint les limites de ces techniques, la miniaturisation d'antenne s'accompagne de dégradations des performances (réduction de la bande de fonctionnement, de l'efficacité, perte de pureté de polarisation, augmentation de la sensibilité au proche contexte) dictées par les lois de la physique [8].

1.3.1. Limites théoriques

Miniaturiser un aérien consiste à trouver un compromis entre les dimensions minimales souhaitées et les performances acceptées en terme de diagramme de rayonnement et d'efficacité. Les dimensions de la structure doivent au minimum demeurer proches de la demi-longueur d'onde pour obtenir une efficacité de rayonnement optimale. Les limites théoriques à la miniaturisation des antennes font actuellement l'objet de nombreuses discussions mais les travaux initiaux de Wheeler, Chu, Harrington et McLean font toujours office de référence [5], [9], [10]. Leurs études consistant à évaluer le facteur de qualité Q de l'antenne ont permis d'établir les limites en termes de performances des antennes électriquement petites. Le facteur de qualité Q, défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée [1] :

$$Q = \begin{cases} \frac{2wW_e}{P_{rad}} & \text{si } W_e > W_m \\ \frac{2wW_m}{P_{rad}} & \text{si } W_e < W_m \end{cases} \quad (1-25)$$

Avec : W_e : énergie électrique moyenne stockée.

W_m : énergie magnétique moyenne stockée.

P_{rad} : puissance rayonnée.

$$w = 2\pi f.$$

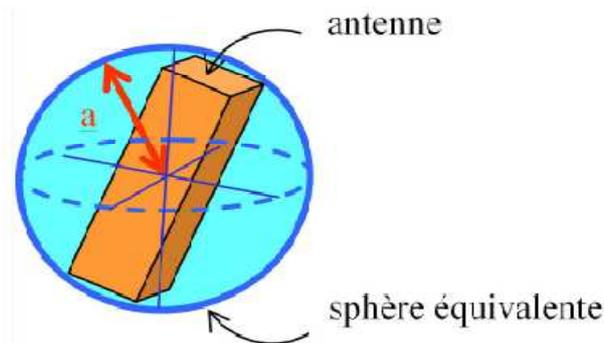


Figure 1.10 – Définition de la sphère équivalente d'une antenne [8].

En considérant qu'à l'intérieur de la sphère aucun mode ne se propage, la démarche de Chu consiste à étudier le comportement des champs électromagnétiques à l'extérieur de la sphère de Wheeler (figure 1.10). L'énergie stockée est calculée à partir de circuits RLC parallèles équivalents modélisant l'énergie non propagée autour de la sphère. En revanche, la puissance rayonnée est évaluée en champ lointain, ceci conduisant à établir une formulation de la valeur du facteur de qualité pour le mode TM_{01} d'une antenne électriquement petite à polarisation linéaire comme ci-dessous [8].

$$Q_0 = \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{k a} \quad (1-26)$$

Par ailleurs, le rendement d'une antenne ou encore efficacité de rayonnement est défini comme le rapport de la puissance utile rayonnée par la puissance acceptée par l'antenne $\eta = \frac{P_{rad}}{P_{acc}}$ [11]. De plus, la bande passante à -3dB (BP ou $\frac{\Delta f}{f}$) définie sur le coefficient de réflexion peut être déterminée par la relation :

$$BP = \frac{1}{\eta Q}, \text{ lorsque le produit } \eta Q \gg 1 \quad (1-27)$$

En simplifiant l'équation (1.26) pour des tailles électriques très réduites et en utilisant la définition précédente de la bande passante, nous aboutissons à l'équation (1.28) qui représente la limite fondamentale à la miniaturisation. La valeur $\frac{\lambda}{2\pi}$ introduite comme étant le

rayon du radian sphère par Wheeler [12] correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée. Ainsi, ces travaux, permettent d'établir la relation entre le volume occupé par l'antenne (Fig. 1.10) et le produit de son efficacité (η) par sa bande passante ($\frac{\Delta f}{f}$)

$$\frac{\Delta f}{f} \eta = (ka)^3 \text{ avec } a \ll \frac{\lambda}{2\pi} \text{ et } k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1-28)$$

1.3.2. Techniques de miniaturisation pour les antennes imprimées

De nombreuses techniques, largement détaillées dans des ouvrages de référence et de nombreux papiers internationaux, ont été utilisées pour réduire la taille des antennes pour une fréquence donnée. En majorité, concernant l'élément rayonnant, plusieurs catégories de méthodes de miniaturisation émergent ayant pour objectif commun un allongement artificiel des dimensions résonantes de la structure. Il peut s'agir d'une part, de changer localement la structure rayonnante en utilisant des éléments localisés ou des courts-circuits et d'autre part de modifier ponctuellement sa géométrie. Le principe de fonctionnement ainsi que les avantages et inconvénients respectifs de ces techniques sont présentés dans les sections suivantes.

1.3.2.1. Introduction de court-circuit

Une des méthodes les plus utilisées dans le domaine des antennes imprimées consiste à introduire un ou plusieurs courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse. En observant la distribution du champ électrique du premier mode résonant ou mode fondamental, TM_{100} , dans la cavité virtuellement délimitée par des murs électriques et magnétiques (Figure 1.11), on constate que le champ s'annule au milieu de la longueur résonante. Cela signifie qu'en positionnant un mur électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des lignes équipotentielles n'est nullement affectée. Ainsi, les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié.

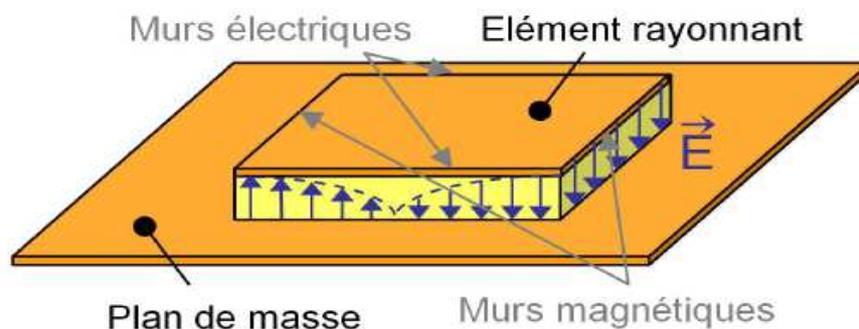


Figure 1.11: Cartographie du champ \vec{E} dans la cavité d'une antenne microruban [8].

En pratique, il est possible de court-circuiter le patch en son centre avec un mur métallique vertical qui le relie au plan de masse [13]. Il en résulte une antenne ayant une

longueur physique de $\frac{\lambda_g}{4}$ dite antenne quart d'onde (réduction de dimension de 50 %). Elle porte le nom de Planar Inverted-F Antenna ou PIFA (Figure 1.12).

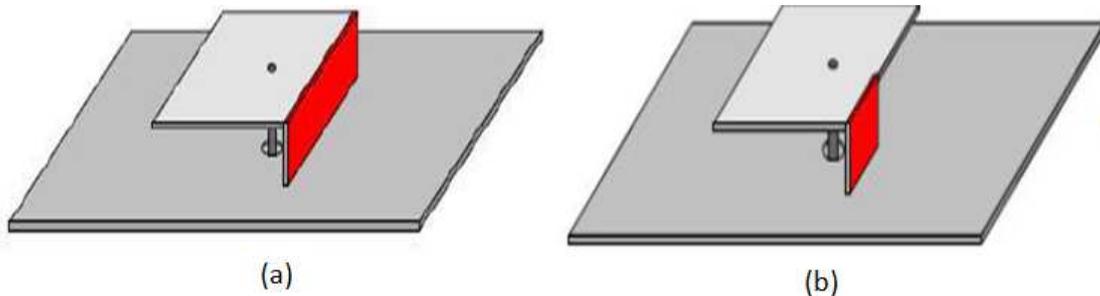


Figure 1.12 : PIFA avec court-circuit (a) plan, (b) languette [8].

L'inductance effective globale de l'antenne augmente et les trajets de courants sur l'élément rayonnant sont naturellement rallongés, ce qui entraîne une diminution de la fréquence de résonance, équivalente à une réduction de la dimension résonante de l'élément comme l'illustre l'équation (1-29). En effet, la fréquence de résonance de l'antenne micro-ruban est principalement déterminée par la longueur de l'élément rayonnant [14], [15].

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1-29)$$

Où c est la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans l'air, L la longueur physique de l'élément rayonnant et ϵ_r la permittivité relative.

Deux inconvénients majeurs sont généralement observés lors de l'utilisation de la technique de miniaturisation par introduction d'un court-circuit : on constate une dégradation du gain de l'antenne et de la pureté de polarisation.

1.3.2.2. Utilisation d'éléments localisés

Ces éléments localisés peuvent prendre différentes composantes discrets, trois types peuvent être utilisés, les charges résistives, capacitatives ou encore inductives. En pratique, un composant discret de type résistif (faible résistance de 1 à 2 Ω) peut remplacer le court-circuit languette d'une PIFA. L'inconvénient de cette technique est l'introduction de pertes ohmiques, d'où une baisse de l'efficacité due à la concentration des courants dans la résistance qui, bien que faible, demeure plus résistive qu'un court-circuit [16, 17].

Concernant l'utilisation de tronçons capacitifs ou selfiques, ces techniques ont également pour objectif l'augmentation artificielle de la longueur électrique de l'antenne et donc une diminution de sa fréquence de résonance [18].

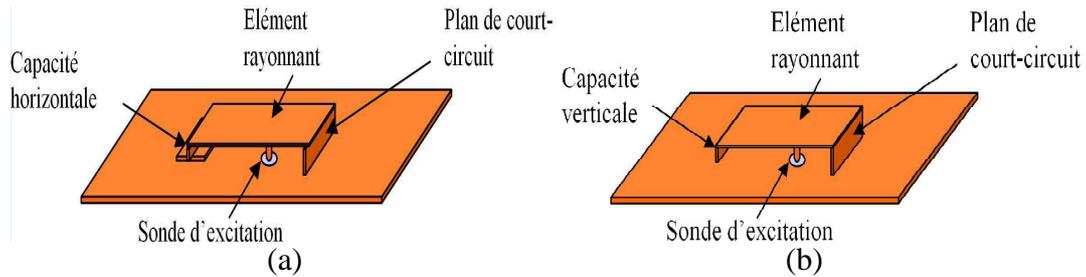


Figure 1.13: PIFA avec (a) capacité verticale, (b) capacité horizontale [8]

Dans le cas présenté dans la figure 1.13 (a) la capacité est accrue puisque la surface est plus importante que dans le cas (b), ce qui tend à augmenter le facteur de qualité et donc contribue à diminuer la bande passante disponible [19].

1.3.2.3. Modification de la géométrie

La dernière famille de techniques s'intéresse à la modification structurelle de l'antenne en utilisant des fentes, le repliement, des formes fractales ou arbitraires.

a) Insertion de fentes et/ou création de méandres

La figure 1.14 illustre l'allongement de la longueur électrique de l'élément. En effet, les flèches bleues, représentant le chemin parcouru par le courant surfacique, les fentes ainsi pratiquées sur l'élément rayonnant vont induire des effets capacitifs et selfiques modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne [20].

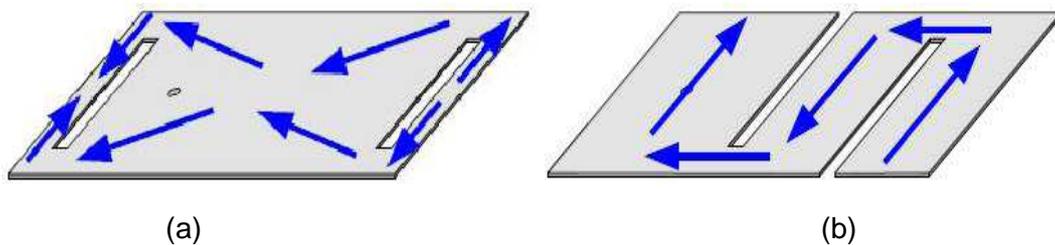


Figure 1.14: Antenne à fente (a) demi-onde non débouchante, (b) quart d'onde débouchante [8].

Il rayonnée [21], en plus de la dégradation de la bande passante et du gain dus à la concentration existe aussi des cas où les fentes débouchantes et non débouchantes sont utilisées simultanément [19]. Enfin, il est important de noter que l'augmentation des dimensions latérales de la fente peut entraîner une augmentation de la polarisation croisée des courants.

b) Repliement

Cette technique consiste à modifier la forme de l'élément rayonnant ou à le replier sur lui-même [22, 23]. Cette opération conduit naturellement à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée.

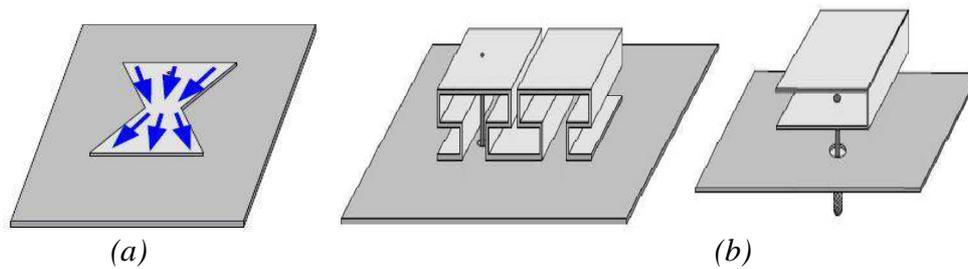


Figure 1.15: Antenne repliée (a) bow-tie, (b) repliement vertical [8].

La principale contrepartie de ce type d'opération réside dans l'augmentation des pertes ohmiques et donc une diminution de l'efficacité et du gain. Le cas présenté dans la figure 1.15 (a) a également pour vocation d'élargir la bande passante. Dans le second cas de repliement dans la figure 1.15 (b), le désagrément de cette technique réside dans l'augmentation non négligeable de la hauteur de l'antenne [24].

1.3.2.4. Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde guidée

Utiliser un matériau diélectrique ou magnéto-diélectrique permet la réduction de la longueur d'onde guidée et donc la diminution de la longueur physique de l'élément rayonnant. En effet, la longueur de l'antenne patch est inversement proportionnelle à l'indice de réfraction du substrat $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$. La méthode la plus courante est d'utiliser des matériaux purement diélectriques [25, 26]. Une première partie montrera la réduction de taille obtenue dans le cas d'une antenne imprimée sur un substrat purement diélectrique, puis, une seconde partie mettra en évidence l'apport de l'utilisation d'un substrat magnéto-diélectrique.

a- Utilisation de substrat diélectrique

Une technique de miniaturisation simple consiste à modifier les caractéristiques radioélectriques de l'environnement proche de l'antenne. Pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, il est préférable, dans le cas des antennes imprimées, de modifier le substrat qui supporte l'élément rayonnant. Ainsi, on concentre les lignes de champ sous l'antenne. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'un champ électrique appliqué dans un milieu fortement primitif influence sur l'organisation des charges électriques, notamment sur le déplacement des charges et la réorientation des dipôles électriques. Il est en effet bien connu que les matériaux à fort contraste permettent de réduire la taille physique de l'antenne en raison d'une longueur d'onde plus courte dans le matériau [27]. En utilisant un diélectrique avec une permittivité relative élevée, ϵ_r typiquement de l'ordre de 10 à 20, la longueur d'onde guidée λ_g diminue, comme le montre l'équation (1.30).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (1-30)$$

Ce type de chargement conduit à une réduction de la bande passante *BP* car le facteur de qualité *Q* est augmenté.

$$BP = \frac{f}{\sqrt{2}Q} \quad (1-31)$$

$$Q = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_{cond}} + \frac{1}{Q_{diel}} \quad (1-32)$$

Q_{rad} , Q_{cond} et Q_{diel} sont les facteurs de qualité de la puissance rayonnée de la perte de puissance dans le conducteur et la perte de puissance dans le diélectrique respectivement.

Ceci est dû à une concentration du champ électrique dans les zones de forte permittivité, ce qui rend difficile le passage progressif de propagation en milieu guidé à une propagation en espace libre. En effet, cette méthode engendre le stockage d'une grande quantité d'énergie électromagnétique dans la région champ proche en raison d'existence d'un fort contraste d'impédance entre le matériau diélectrique et la région environnante en espace libre [28, 29].

Il en résulte que pour une fréquence de fonctionnement donnée, on peut réaliser une antenne de dimensions réduites par rapport à une antenne qui serait imprimée sur un substrat à permittivité plus faible. Par exemple, pour une antenne micro-ruban, son chargement par un diélectrique peut s'effectuer soit sur toute la surface de l'élément rayonnant soit de façon localisée ou bien dans tout le volume de la cavité. Les matériaux diélectriques disponibles pour ce type d'utilisation possèdent généralement des pertes, $\tan\delta$ de l'ordre de 0.01 à 0.03. De plus, le confinement des lignes de champs électriques dans le substrat diélectrique génère un fort couplage capacitif entre l'antenne et le plan de masse conduisant à une baisse des performances, notamment une chute d'efficacité et donc du gain. Par ailleurs, le comportement fortement résonant de ce type de structure antennaire ne permet l'adaptation d'impédance que sur une bande passante très étroite. Aussi à cause de cette forte résonance, l'efficacité de l'antenne devient plus faible, indépendamment des pertes diélectriques. Il s'agit donc de faire un compromis entre les performances souhaitées et la réduction de la taille de l'antenne [30].

En pratique, la miniaturisation des antennes par utilisation de matériaux présentant un fort contraste est devenue attrayante en raison des caractéristiques faibles pertes des céramiques récemment disponibles (ϵ_r peut atteindre 80 tout en conservant un $\tan\delta$ de l'ordre de 0.001). Les avantages sont donc leurs faibles pertes diélectriques et une excellente stabilité en température. L'efficacité d'antenne peut être exprimée en termes de facteurs de qualité :

$$\eta = \frac{1}{1 + Q_{rad}/Q_{cond} + Q_{rad}/Q_{diel}} \quad (1-33)$$

Ceci implique que Q_{rad} doit être petit comparé à Q_{diel} et à Q_{cond} pour proposer des efficacités de près d'un.

Pour les antennes de type cavité, comme l'antenne micro-ruban, la miniaturisation se produit plutôt aisément parce que le mode réel est piégée dans le matériau placé entre la pastille métallique supérieure et le plan de masse. Afin d'illustrer l'utilisation de substrats

céramiques, la figure 1.16 présente à la fois la longueur physique et l'efficacité de rayonnement d'une antenne micro-ruban en $\lambda_g/2$ à 900 MHz en fonction de la permittivité du matériau céramique [44].

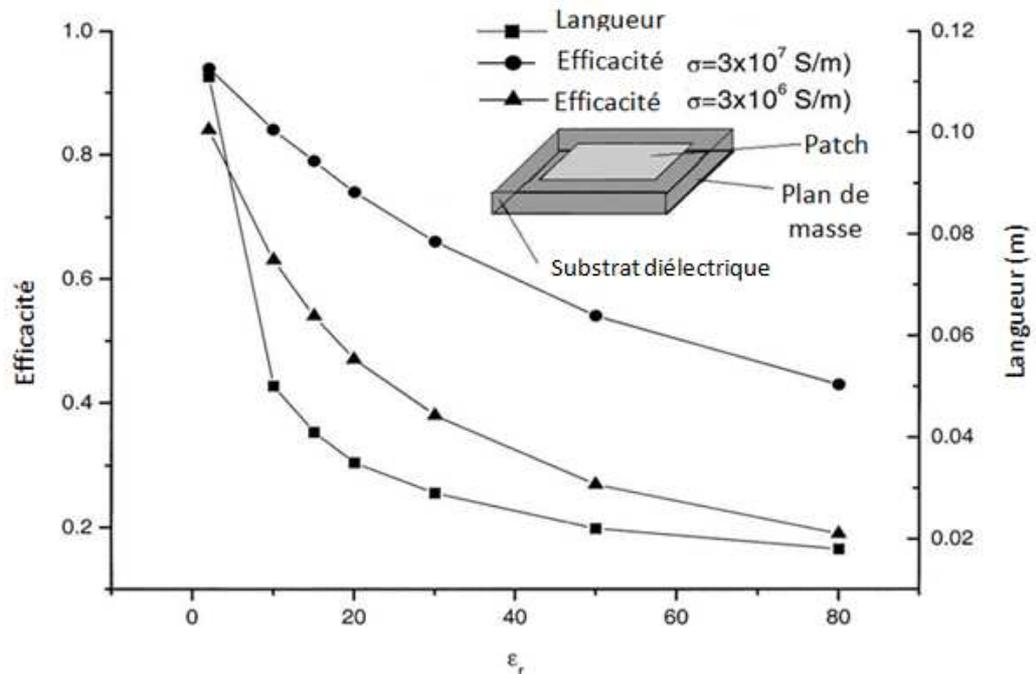


Figure 1.16: Evolution de l'efficacité en fonction de la permittivité [44].

D'après la figure 1.16, nous constatons, comme l'on pouvait s'y attendre, que la longueur de l'antenne diminue à mesure que la permittivité augmente. Cependant, l'efficacité est également une fonction décroissante de la permittivité. Cela est en partie dû à la réflexion de l'onde à l'interface entre le substrat en céramique et l'air, qui augmente en même temps que ϵ_r . Nous pouvons également évoquer les lois fondamentales régissant les compromis sur la miniaturisation comme explication. En effet, l'augmentation de la permittivité engendre une réduction de la taille qui contribue également à la chute de l'efficacité. Pour des valeurs raisonnables d'efficacité ($> 0,7$) seuls des matériaux avec $\epsilon_r < 30$ peuvent être utilisés.

b-Utilisation de substrat d'un matériau magnéto-diélectrique

Hansen et Burke ont montré que dans le cas d'une antenne patch imprimée sur un substrat magnéto-diélectrique la bande passante était plus importante que dans le cas d'un matériau purement diélectrique de même indice n [32]. En effet, ils ont montré que l'expression de la bande passante BP était définie par la relation (1-34).

$$BP \approx \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2(4 + 17\sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r})}} \quad (1-34)$$

Où h représente la hauteur du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

Ainsi pour un facteur de miniaturisation $\sqrt{\mu\varepsilon}$ constant la largeur de bande de l'antenne pourra être augmentée d'un facteur $\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$.

En considérant une antenne patch imprimé carrée avec un côté égal à 4 cm et une hauteur de 3 mm et en remplaçant le matériau purement diélectrique par un matériau magnéto-diélectrique, nous obtenons les résultats du Tableau 1.1 [30].

	Fréquence de résonance	Fréquence d'adaptation	Bande passante
Antenne patch avec $\varepsilon_r = 9$ et $\mu_r = 1$	1.3GHz	1.32GHz	0.98%
Antenne patch avec $\varepsilon_r = 4$ et $\mu_r = 2.25$	1.35GHz	1.38GHz	1.87%
Antenne patch avec $\varepsilon_r = 3$ et $\mu_r = 3$	1.37GHz	1.41GHz	2.82%
Antenne patch avec $\varepsilon_r = 2.25$ et $\mu_r = 4$	1.38GHz	1.45GHz	3.29%
Antenne patch avec $\varepsilon_r = 1$ et $\mu_r = 9$	1.31GHz	1.65GHz	4.66%

Tableau 1.1: Comparaison des principaux résultats obtenus avec une antenne patch de dimensions constantes imprimée sur différents matériaux tels que l'indice optique reste constant.

Il compare les résultats principaux de l'antenne patch pour différents matériaux tels que l'indice optique $n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} = 3$ reste constant. Afin de montrer l'apport d'un matériau magnéto-diélectrique de manière la plus juste, tous les résultats montrés le sont pour des matériaux sans perte.

Ainsi le matériau magnéto-diélectrique a permis d'augmenter la bande passante puisqu'elle passe de 0.98% dans le cas du matériau purement diélectrique à 4.66% dans le cas du matériau purement magnétique. Une antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique permet donc d'allier miniaturisation et amélioration de la bande passante.

1.3.3. Antennes à résonateur diélectrique (DRA) classiques et ses techniques de miniaturisation

1.3.3.1. Antenne DRA classique

Souvent utilisés comme circuits résonants de base pour la réalisation de filtres et d'oscillateurs hyperfréquences, les résonateurs diélectriques possèdent des caractéristiques intéressantes pour réaliser des dispositifs rayonnants : les antennes à résonateur diélectrique

(DRA : dielectric resonator antenna). Elles offrent de bonnes performances et fournissent une solution de rechange face à la technologie micro-ruban en termes de largeur de bande, de compacité et d'efficacité de rayonnement due à l'absence de pertes métalliques.

Les antennes à résonateur diélectrique ont été introduites dans un premier temps par S.A Long [33] et ont reçu de vives attentions depuis, en raison de leurs nombreux avantages. Diverses formes sont envisageables (Figure 1.17) et de nombreuses techniques d'alimentation sont possibles. Les applications sollicitant différentes bandes de fréquence et permettant la formation de multiples faisceaux sont alors envisageables avec un seul élément.

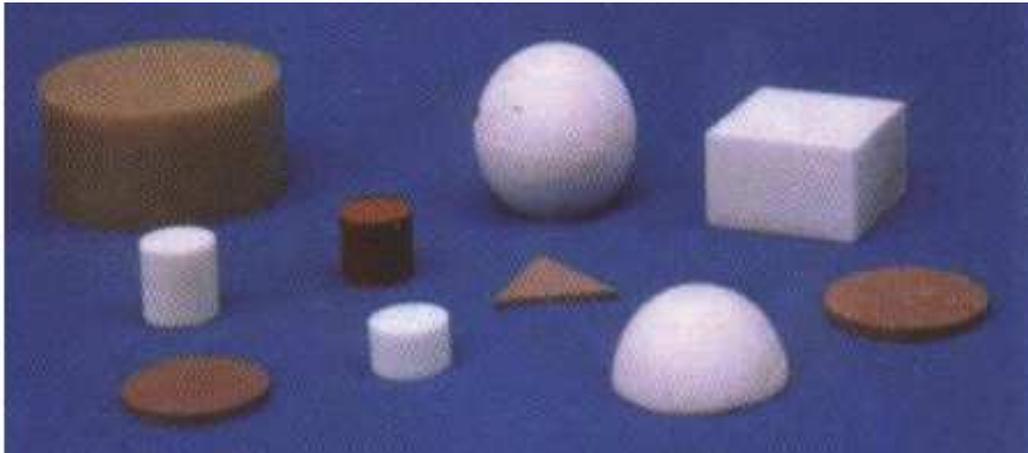


Figure 1.17 : Diverses formes d'antennes à résonateur diélectrique [30].

Une antenne à résonateur diélectrique est fabriquée à partir d'un matériau diélectrique de forte permittivité relative et à faibles pertes. Sa fréquence de résonance est principalement fonction de sa forme, de sa taille et de la permittivité du matériau.

Prenons l'exemple d'une antenne DRA cylindrique posée sur un plan de masse représenté sur la figure 1.18, les dimensions sont telles que $a=9.5$ mm, $h=3$ mm pour une permittivité $\epsilon_r = 14.2$. La bande passante en adaptation à -10 dB est de 13% pour des dimensions en $\lambda_0/5 \times \lambda_0/15$ à 6.7 GHz [36].

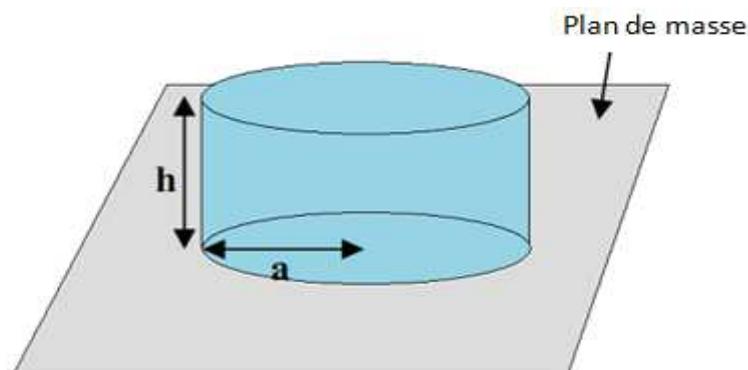


Figure 1.18: DRA cylindrique posé sur un plan de masse [30].

1.3.3.2. Techniques de miniaturisation d'une antenne DRA

De part son nombre de degré de liberté important (forme, taille du résonateur, permittivité du matériau utilisé), il est possible de réduire les dimensions du DRA et d'acquérir des fréquences de résonances plus basses et des bandes passantes plus larges.

a) Métallisation d'une face du résonateur

Prenons l'exemple d'une antenne DRA rectangulaire posé sur un plan de masse de longueur w , de largeur d et de hauteur h . La permittivité diélectrique du matériau est notée ϵ_r . En examinant les champs E et H du premier mode excité, à savoir le mode TE_{111} , présentés dans [34] et figure 1.19, il est possible d'insérer une plaque métallique dans le plan $y = w/2$ qui «simulerait» la seconde moitié du résonateur diélectrique. Le Tableau 1.2 extrait de [34] montre l'influence de l'insertion de cette plaque métallique.

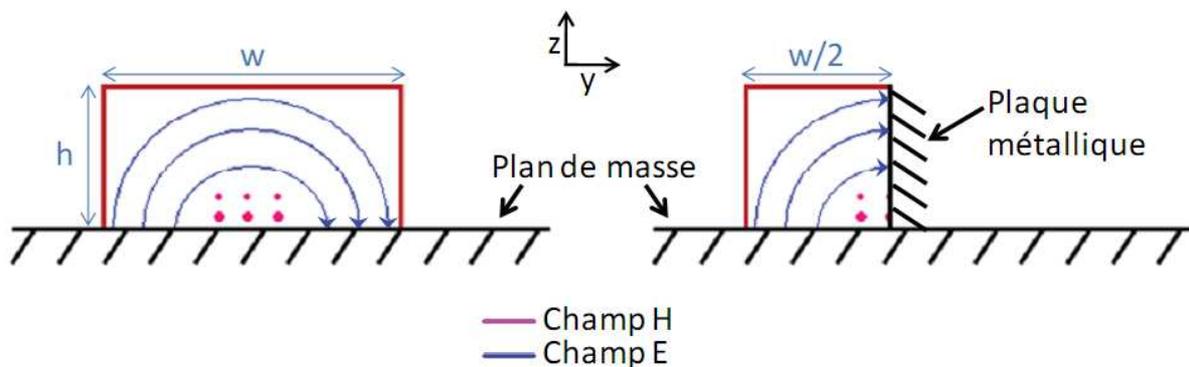


Figure 1.19: Champs E et H d'un DRA rectangulaire posé sur un plan de masse et l'influence de l'insertion d'une plaque métallique sur une de ses faces latérales [30].

ϵ_r	Longueur w (cm)	Largeur d (cm)	Hauteur h (cm)	Plaque métallique	f_0 (GHz)	Bande passante
12	2.75	2.75	2.95	NON	1.98	10%
12	2.75	2.75	2.95	OUI	1.24	5.6%

Tableau 1.2: Influence de l'insertion d'une plaque métallique sur une antenne DRA rectangulaire [30].

Ainsi, l'insertion d'une plaque métallique permet d'une part de réduire les dimensions du résonateur diélectrique par deux et d'autre part de diminuer la fréquence d'adaptation f_0 . En contrepartie, la bande passante est diminuée puisqu'elle est quasiment divisée par deux. Si maintenant nous regardons ses dimensions en termes de longueur d'onde par rapport à la fréquence f_0 , cette antenne est miniature puisqu'elle possède des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/9 \times \lambda_0/18 \times \lambda_0/8$ à 1.24 GHz.

b) DRA multicouches

Une autre technique de miniaturisation est de faire une antenne DRA multicouches présentée Figure 1.20. Cette technique est présentée dans [34-35]. Le Tableau 1.3 résume une étude paramétrique faite dans [35] dans le cas d'une antenne DRA multicouches telle que $w=7.875$ mm, $d=2$ mm, $h=3.175$ mm et $\epsilon_r = 10$, posée sur un substrat de 0.762 mm de haut et de permittivité $\epsilon_s = 3$ et excitée sur son mode fondamental TE_{111} par une ligne micro-ruban ramenant une impédance de 50Ω .

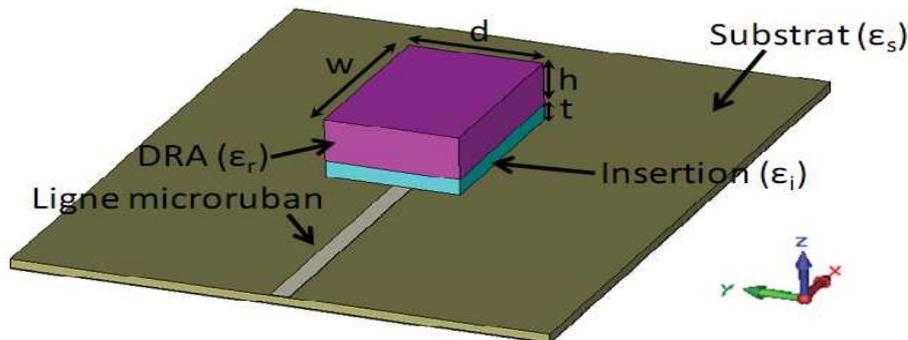


Figure 1.20: Antenne DRA multicouches excitée par une ligne micro-ruban [30].

t (mm)	ϵ_i	f_0 GHz mesurée	Bande passante
0	-	15.2	21%
0.25	20	14.7	18%
0.635	20	14.5	18%
1	20	13.9	16%
0.25	40	14.7	20%
0.635	40	13.7	13%
1	40	12.9	5%
0.25	100	14.7	16%
0.635	100	13.1	7%
1	100	10.8	5%

Tableau 1.3: Influence de l'insertion d'une couche de diélectrique supplémentaire sur une antenne DRA rectangulaire [30].

Ainsi l'insertion d'une couche de forte permittivité permet de faire baisser la fréquence d'adaptation. Cela est d'autant plus vrai que l'épaisseur de l'insertion est élevée. L'inconvénient majeur est la diminution de la bande passante. Malgré tout, dans le pire cas, pour une hauteur totale de 4.175 mm et $w=7.875$ mm et $d=2$ mm, une bande passante de 5% est obtenue à 10.8 GHz soit des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/4 \times \lambda_0/14 \times \lambda_0/7$.

1.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une définition des antennes miniatures et les limites fondamentales physiques de ce type d'antenne. Un des paramètres clés des antennes miniatures est le facteur de qualité dont la valeur minimale liée au maximum de bande passante a été et est toujours le centre d'intérêt des antennistes. L'efficacité est l'autre paramètre important susceptible de différencier les performances des antennes miniatures. En outre, nous avons présenté les différentes techniques de miniaturisation des antennes. Nous avons passé en revue les techniques classiques (ajout de fente, repliement...), ainsi que les travaux présentés sur la miniaturisation des antennes imprimées, basés sur l'utilisation de substrats à haut permittivité ou avec les matériaux magnéto-diélectriques.

En règle générale, la miniaturisation des antennes entraîne une diminution de la bande passante et de l'efficacité du rayonnant. Pour l'obtention du meilleur compromis entre le volume occupé par l'antenne, son gain et sa bande passante sera fortement dépendant des exigences fixées par l'application envisagée.

CHAPITRE 2

MATERIAUX EMPLOYES POUR LA
REALISATION D'ANTENNE

2.1. Introduction

Le premier chapitre a mis en avant les potentialités de conception des antennes imprimées et différentes techniques de miniaturisation. L'utilisation d'un substrat en matériau composite à base d'oxyde de titanate, c'est l'objectif de ce chapitre qui montrera une étude détaillée sur les matériaux composites.

Des nombreuses études expérimentales ont été publiées sur la détermination des paramètres diélectriques des matériaux composites à base de titanate (permittivité, perte diélectrique, conductivité) en fonction de différents facteurs (fréquence, température, fraction volumique....etc.), Les dimensions sont étroitement liées à la nature du substrat qui supporte l'antenne et par conséquent à sa permittivité.

2.2. Matériaux composites à base de titanate utilisée pour la conception d'antenne patch

2.2.1. Matériaux composites polymère-céramique

Le composite polymère céramique est un bon choix pour la technologie d'antenne [37, 38], comme ils fournissent des moyens pour commander les propriétés diélectriques du substrat $\epsilon_r = 2$ jusqu'à $\epsilon_r = 20$ ou même à 30, tenant compte de la miniaturisation. Leur perte diélectrique est typiquement $\tan\delta < 0.02$ pour les fréquences jusqu'à plusieurs GHz. Pour obtenir une constante diélectrique plus élevée en utilisant des mélanges de polymère, la poudre en céramique est dispersée dans le polymère tandis qu'humide. Un tel polymère est le polydiméthylsiloxane (PDMS), les polymères organiques à base de silicone LCPs (polymère liquide cristal) sont d'autres polymères mais ont une faible constante diélectrique. Le PDMS est un hydrophobe écurie à température élevée (jusqu'à 200°C), mais également de faible coût. En outre, le PDMS a des pertes diélectriques très faibles pour des fréquences jusqu'à plusieurs GHz. Les diverses poudres en céramique, à savoir le titanate de baryum ($BaTiO_3$), le $Mg - Ca - Ti$ (MCT), titanate de strontium ($SrTiO_3$ ou D270) de Trans-Tech Inc, et Bi-Ba-ND-Titanate (BBNT) de Ferro Corp, elles pourraient être employées pour se mélanger aux matrices de polymère. Spécifiquement, on peut obtenir des diélectriques par la charge $BaTiO_3$ avec une constante diélectrique (de $\epsilon_r = 10$ à les milliers), selon sa forme chimique, taille de grain, température et les dopants supplémentaires. Les poudres BBNT, MCT et D270 ont des constantes diélectriques $\epsilon_r = 95, 140$ et 270, respectivement. Le processus de mélange est décrit en [37].

La figure 2.1 présente les valeurs de propriété diélectrique des composites en céramique : $PDMS - BaTiO_3$; mélange de polymère PDMS avec 5% jusqu'à 25% du titanate de baryum ($BaTiO_3$).

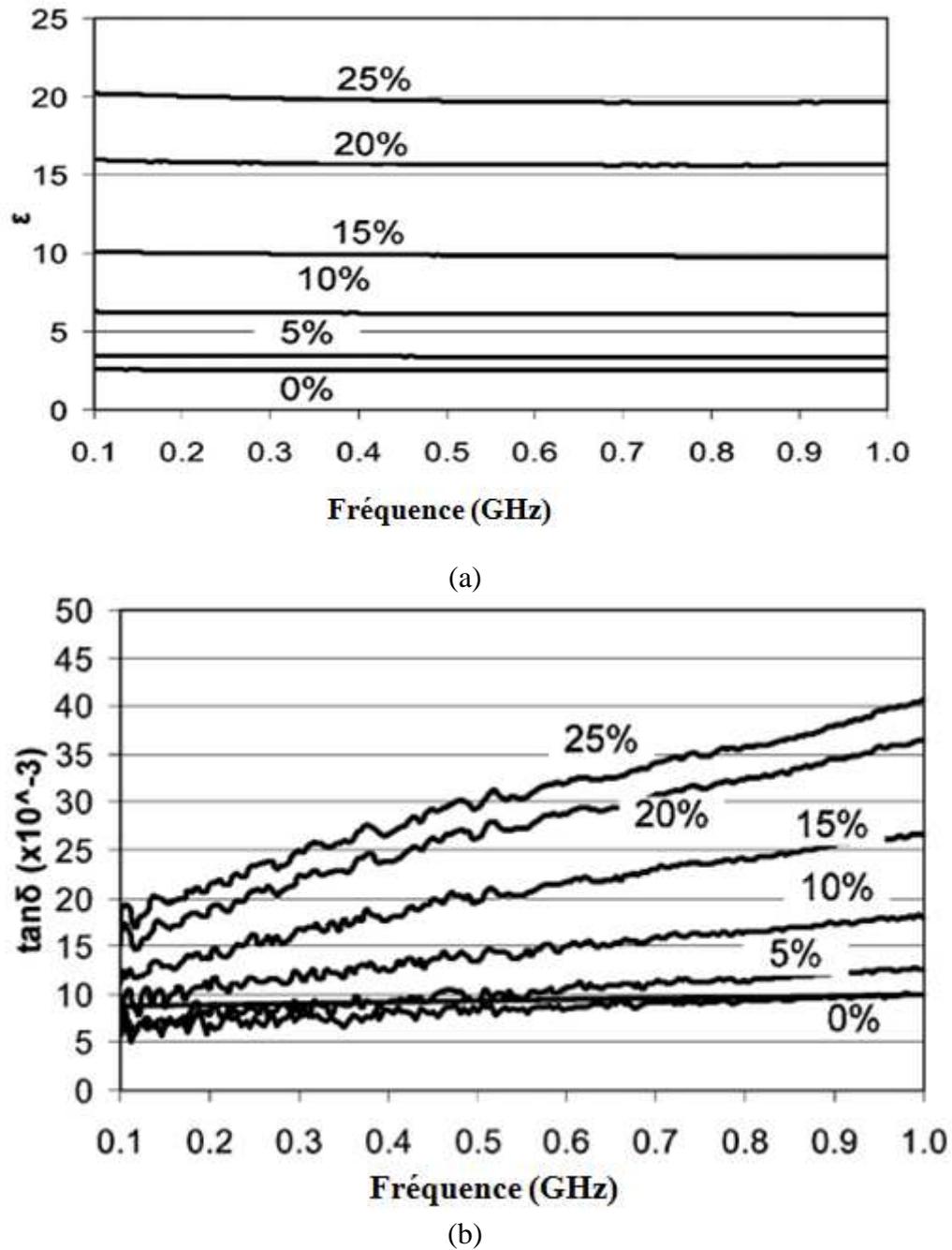
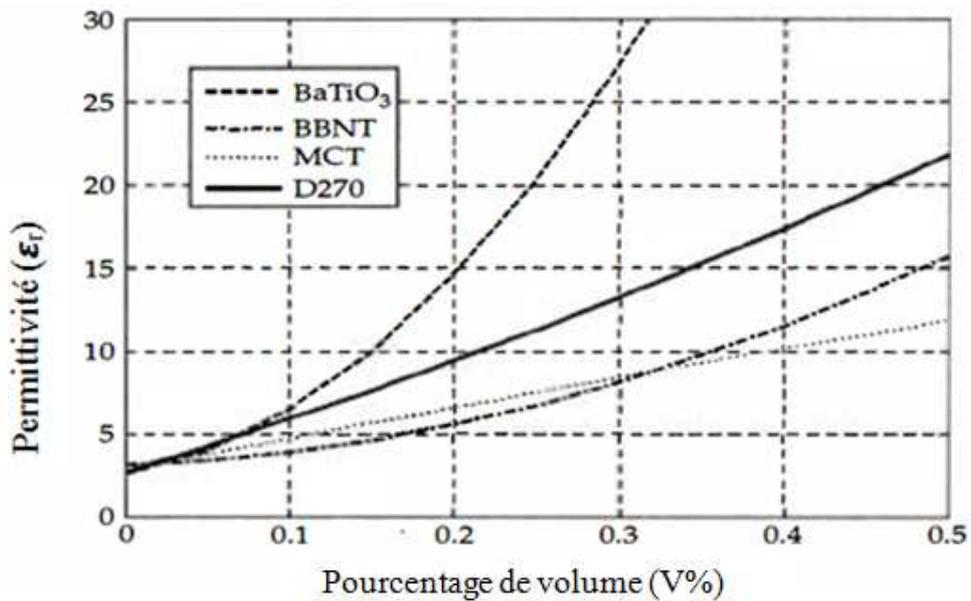


Figure. 2.1 : Propriété diélectrique des composites PDMS–BaTiO₃.

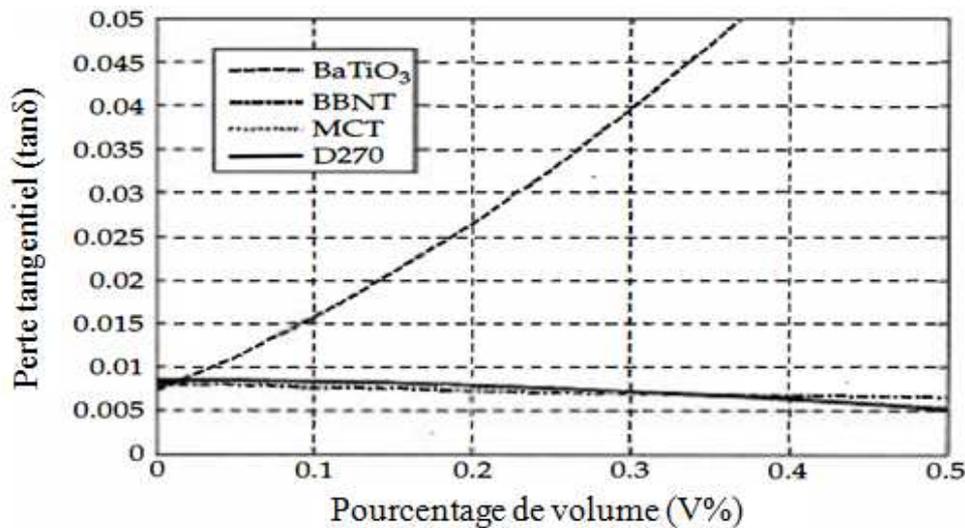
(a) Constante diélectrique des composites PDMS–BaTiO₃; (b) Tangente de perte diélectrique des composites PDMS–BaTiO₃.

Les mesures obtenues montrent que la tangente de perte diélectrique augmente avec la fréquence. Spécifiquement, à 1 GHz la tangente de perte de mélange PDMS–BaTiO₃ (25% de BaTiO₃) est $\tan \delta = 0.04$ et pour un mélange de 10% de BaTiO₃ $\tan \delta = 0.018$.

La figure 2.2 considère des comparaisons de différents mélanges en céramique avec PDMS. Spécifiquement, BaTiO₃, MCT, BBNT et D270 sont individuellement mélangés et les constantes diélectriques finales sont comparées pour le même pourcentage de mélange.



(a)



(b)

Figure. 2.2 : Propriétés diélectriques des composites PDMS avec céramiques en fonction de pourcentage de volume des poudres en céramique (mesuré à 500 MHz), (a) Constante diélectrique ϵ_r ; (b) Tangente de perte diélectrique $\tan \delta$.

L'importance, c'est que les poudres *MCT*, *BBNT* et *D270* donnent un faible tangente de perte $\tan \delta < 0.01$. Ainsi, ils sont plus souhaitables par rapport à *BaTiO₃*. Le composite *PDMS*–*D270* est plus efficace puisque il donne une variation linéaire de ϵ_r par rapport le volume de poudre et *PDMS*.

Il y a des antennes fabriquées et examinées sur des substrats en polymère composite de la figure 2.2 [39, 40]. L'antenne patch rectangulaire est imprimée sur un substrat de 0,6% *PDMS*–*D270* (épaisseur 12mm, $\epsilon_r = 4$ et $\tan \delta = 0.008$ dans une bande 1~2GHz) figure 2.3. Le coefficient de réflexion S_{11} résultant pour le patch fabriquée était de -18 dB à la fréquence de résonance $f_r = 1.6$ GHz et le gain obtenu est d'environ 7 dB figure 2.4 [41].

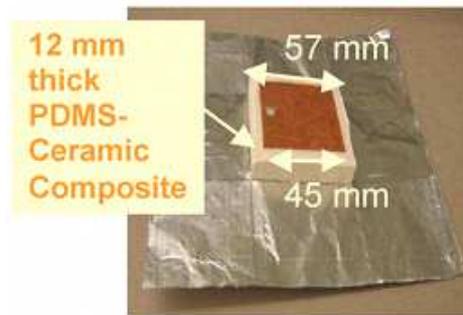
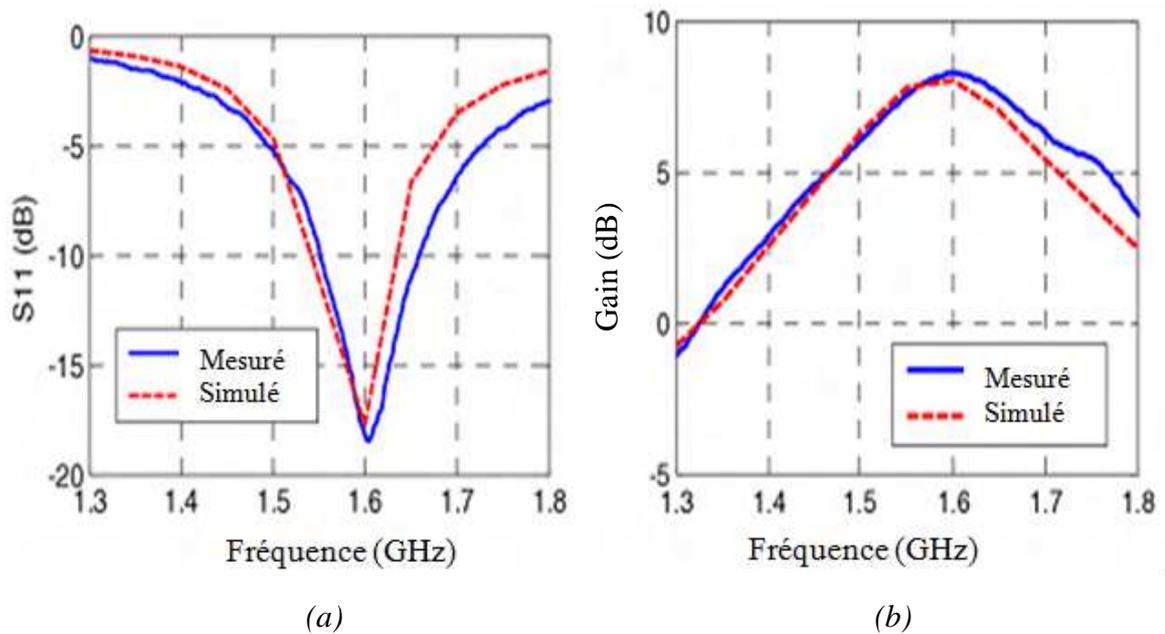


Figure. 2.3: Antenne patch imprimée [41].



(a)

(b)

Figure 2.4 : Exemple d'impression à une seule couche : antenne patch [41].

(a) Coefficient de réflexion.

(b) Gain réalisé

Une antenne patch E-textile rectangulaire a été fabriquée de dimension 35 x 35 mm. Le substrat est utilisé en matériau composite polymère-céramique était des dimensions 50 x 50 mm, épaisseur de 7.62 mm et la permittivité $\epsilon_r = 4$ (figure 2.5), elle donne un gain de 6 dB à la fréquence de résonance $f_r = 2 \text{ GHz}$ [42,43]. figure 2.6 et figure 2.7.

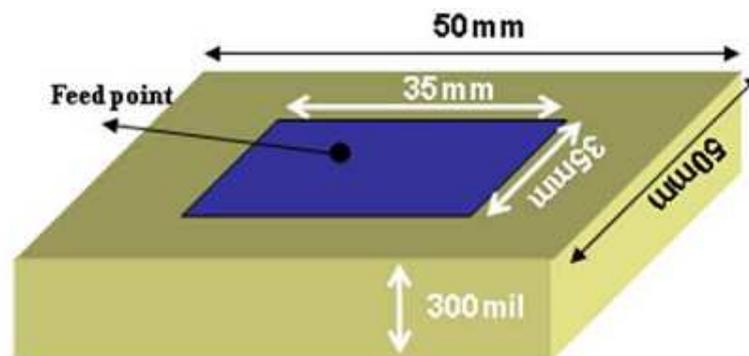


Figure.2.5 : Antenne patch E-textile dimension [42].

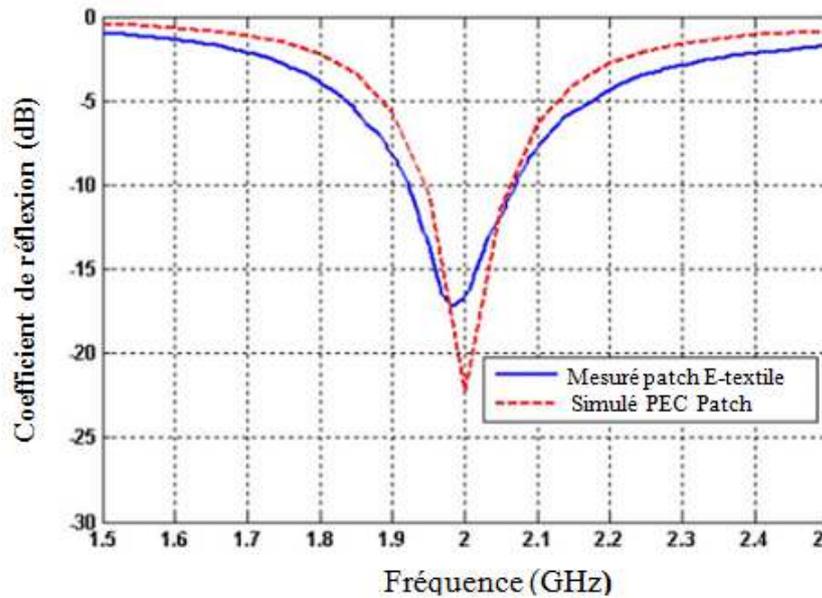


Figure.2.6 : Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne patch E-textile [42].

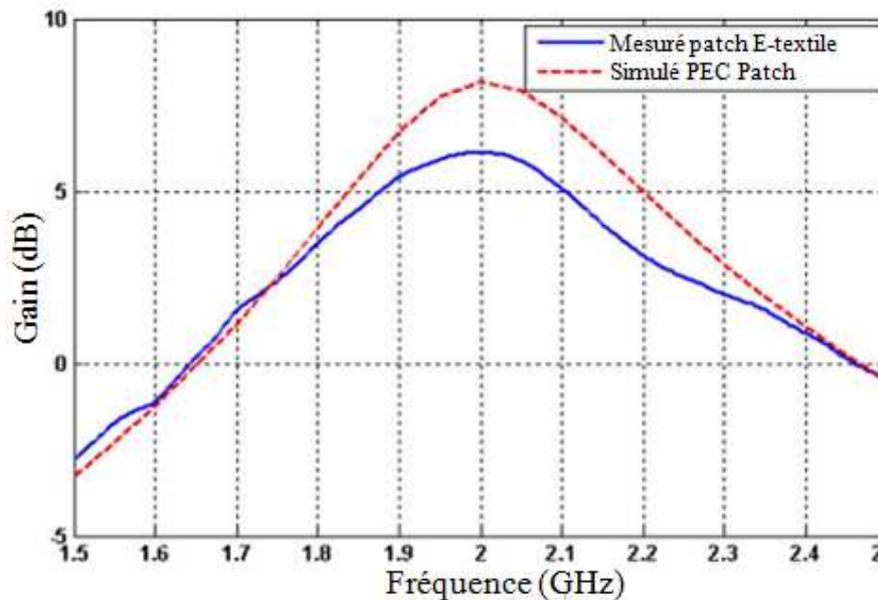


Figure.2.7: Gain de l'antenne patch d'E-textile par opposition à l'antenne patch idéale fabriquée à partir des matériaux sans perte [42].

2.2.2. Matériaux en céramique pour des applications dans les antennes mobiles

Nous décrivons deux cas concernant les antennes en céramique miniaturisées à micro-ondes : l'antenne à résonateur diélectrique (DRA) avec la métallisation partielle et l'antenne patch avec court-circuit (PIFA). Le bon choix de matériau en céramique assure une miniaturisation optimale et une efficacité de rayonnement élevée des antennes.

Comme mentionné dans [44], les dimensions d'une antenne patch en céramique diminue au facteur de $\epsilon_r^{-1/2}$ pour des valeurs croissantes de la constante diélectrique ϵ_r du matériau en céramique. La figure 1.16 montre la longueur physique et l'efficacité de

rayonnement en fonction de la constante diélectrique du matériau en céramique d'une antenne patch de longueur demi-onde à 900 MHz. (Largeur =longueur /1.5, hauteur=4mm), Pour les antennes décrites dans la figure 1.16, ils ont employé les matériaux Np0-k17 en céramique ($Ca_{0.05}Mg_{0.95}TiO_3$) pour la réalisation de ses antennes. Les paramètres diélectriques des matériaux ont été déterminés à 9 GHz en utilisant des résonateurs de TE_{01n} (n=1,2) : $\epsilon_r = 18,5$ et $\tan\delta = 1,9 \times 10^{-4}$ correspondant à $\tan\delta = 2 \times 10^{-5}$ à 1GHz supposer que $\tan\delta \propto f$, elles présentent une meilleure stabilité de la permittivité en fonction de la température dans la gamme -40 à 80°C, donne un coefficient de température $\tau_f < 19 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

La qualité de métallisation de l'antenne a un effet profond sur l'efficacité de rayonnement, Ceci démontre que seulement des plaques fortement conductrices en métal peuvent être employées pour des antennes avec des valeurs de rendement élevé. Ils ont employé une plaque en métal d'argent pur avec une conductivité de $3 \times 10^7 \text{ S/m}$.

2.3. Antenne miniature basée sur les matériaux magnéto-diélectriques

Un échantillon de nickel zinc ferrite et bismuth titanate de strontium (*NZFO-BST*) préparé par le traitement en céramique donne une propriété magnéto-diélectrique $\mu_r = \epsilon_r$, il a été employé pour la miniaturisation d'antenne UHF de facteur 7-10 à 100 MHz, en accord avec la théorie [45].

Le substrat magnéto-diélectrique fait par deux composites nickel zinc ferrite (*NZFO*) ($Ni_{1-x}Zn_xFe_2O_4$) avec (x=0-0,5) et bismuth strontium titanate *BST* ($Bi_{1-x}Sr_xTiO_3$) avec (x=0,4-0,5), le composite (*NZFO*) pur a une $\mu_r = 10 - 50$ et facteur de perte $\tan \delta_m = 0.01 - 1$ à 100 MHz, selon la concentration en Zn, condition de synthèse et microstructure d'échantillon [80], Après une étude détaillée sur les caractéristiques de perméabilité, ils ont décidé l'utilisation de *NZFO* avec x=0.2 pour la phase magnétique dans le composite, La phase diélectrique *BST* avec x = 0.5 a une haut ϵ_r et faible pertes à 100 MHz [81], les poudres fines de *NZFO* et *BST* ont été préparés individuellement par des techniques de traitement en céramique. Alors ils ont été mélangés à la proportion de ferrite de 98% et de 2% de *BST*, en poids, et aggloméré à 1250°C pour obtenir plusieurs disques 10-22 cm de diamètre et 0.1-1 cm d'épaisseur. L'addition de *BST* à *NZFO* a eu comme conséquence une réduction de μ_r et de $\tan \delta$ [45].

Analyse des propriétés magnétiques et électriques sur un disque de 10 cm de diamètre, par exemple, indiqué $\mu_r = \epsilon_r = 16$ et $\tan \delta = 0.005$, Mais les disques de diamètre de 22 cm utilisés pour les antennes à 100 MHz ont montré ϵ_r et μ_r inférieurs de 7-10, probablement en raison des inhomogénéités structurales et chimiques [45].

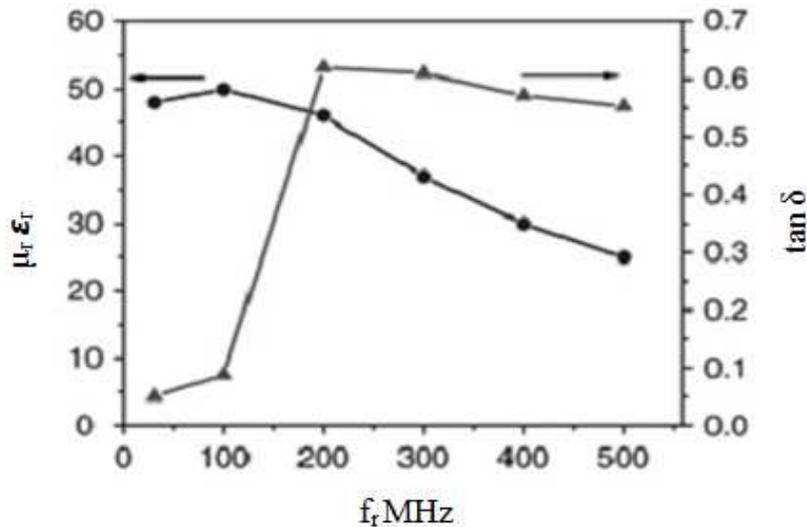


Figure. 2.8: Variation de ϵ_r et μ_r et tangente de perte par rapport à la fréquence pour un disque de diamètre 22 cm et épaisseur 1 cm d'un composite (NZFO-BST) [45].

Le facteur de miniaturisation $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ et perte d'insertion à leur dépendance de fréquence ont été obtenues sur un disque de 22 cm du composite et sont montrés dans la figure 2.8. Les antennes à longueur demi-onde ont été montés sur le composite et des mesures de la fréquence de résonance et de la perte de transmission ont été effectuées pour obtenir ϵ_r , μ_r et $\tan \delta$. À basse fréquence le facteur n^2 est de l'ordre de 50 et le perte est moins de 0.1. Une augmentation de la fréquence mène à une diminution dans $\epsilon_r \mu_r$ et une élévation des pertes, Cette tendance continue pour la gamme de fréquence entière jusqu'à 500 MHz.

Une antenne micro-ruban résonnante de longueur demi-onde installer sur le substrat de matériau composite figure 2.9, a été fait. Le disque de matériaux composite a été de diamètre de 22 cm et d'épaisseur 0.85 cm, a été métallisé d'un côté. Le micro-ruban de l'autre côté était de 22 cm de longueur et 0.65 cm de largeur. La fréquence de résonance 98 MHz, le facteur de la miniaturisation de l'antenne est de l'ordre 7.

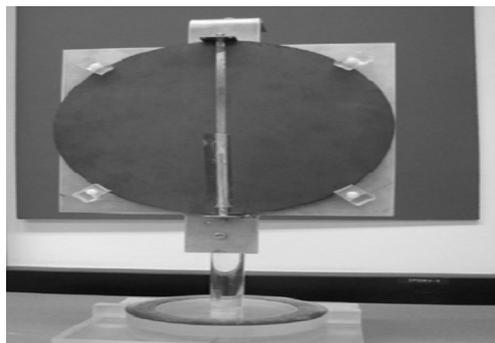


Figure.2 .9: Antenne micro-ruban miniature mettre sur le substrat de composite ferrite-ferroélectrique $f_r = 100\text{MHz}$ [45].

Les mesures de coefficient de réflexion ont été faites avec un analyseur de réseau vectoriel. Les données de coefficient de réflexion S_{11} et rapport d'onde stationnaire (SWR) sont montrées dans la figure 2.10.

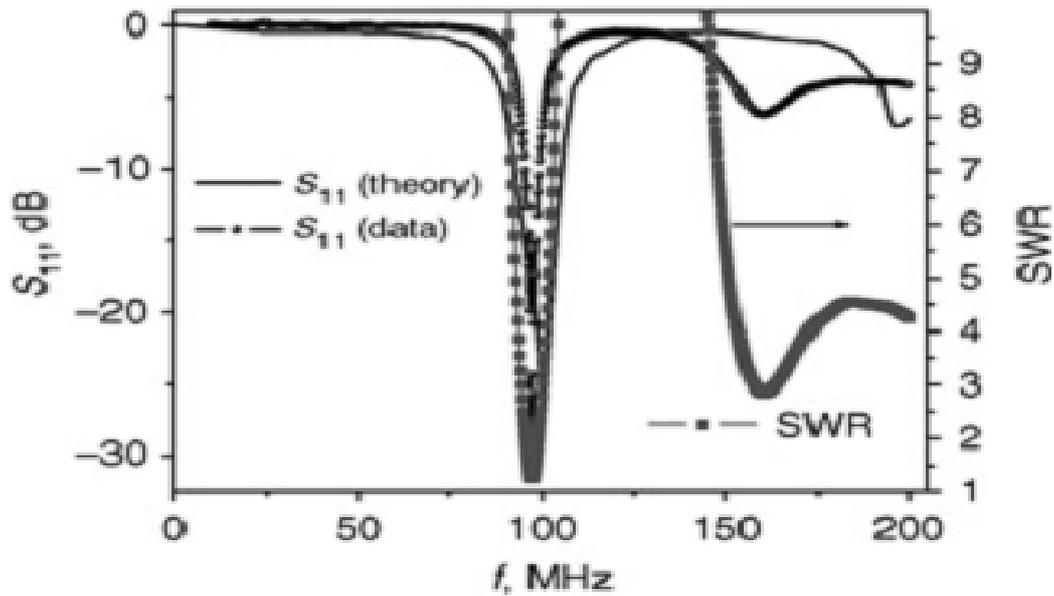


Figure. 2.10: S_{11} mesurée et estimée, SWR mesuré pour l'antenne microruban miniature mettre sur le substrat magnéto-électrique [45].

2.4. Etude des matériaux composites *MZTO-CSTO* employé pour la conception d'antenne DRA alimenté par une sonde coaxiale

Les matériaux diélectriques appliqués dans les antennes DRA doivent avoir les propriétés diélectriques combinées d'une constante diélectrique élevée (ϵ_r), une petite perte diélectrique $\tan \delta$, un facteur de qualité élevé ($Q \times f$) et un faible coefficient de stabilité du température ($\tau_f \approx 0$) à la fréquence de résonance. La valeur de τ_f est une mesure de la dérive de la fréquence de résonance par rapport à la température. Les matériaux ayant un grand τ_f n'est pas utile dans un circuit à micro-ondes car il est difficile de maintenir sa fréquence de résonance avec les changements de température de fonctionnement [50], donc sa valeur de τ_f devrait être près de zéro pour la stabilité thermique du dispositif [51]. Récemment on a proposé l'utilisation des composites diélectriques pour commander ces propriétés. On a observé que le mélange de deux composés ou plus aux coefficients négatifs et positifs de la température est la méthode la plus prometteuse pour obtenir une valeur nulle de τ_f [46]. Le céramique basée par $MgTiO_3$ est largement appliquée comme diélectriques dans les résonateurs, les filtres et les antennes de communication aux fréquences de micro-onde. Le céramique $MgTiO_3$ montre les bonnes propriétés: $\epsilon_r \approx 17$, $Q \times f \approx 160,000$ GHz et un valeur négatif $\tau_f \approx -51$ ppm/°C. Le céramique $CaTiO_3$ montre également de bonnes propriétés diélectriques : $\epsilon_r \approx 170$, $Q \times f \approx 3600$ GHz et un grand valeur positif $\tau_f \approx 800$ ppm/°C [46]. Dans les rapports précédents on l'a constaté que les objets exposés $0.95MgTiO_3 - 0.05CaTiO_3$

en céramique donne les propriétés diélectriques $\epsilon_r \approx 21, Q \times f \approx 56,00 \text{GHz}$ et $\tau_f \approx 0 \text{ppm}/^\circ\text{C}$ [46]. Cependant, il a exigé les températures d'agglomération hautes que 1400-1500 °C. Les composites $\text{MgTiO}_3 - \text{CaTiO}_3$ en céramique avec le remplacement partiel du Mg et du Ca s'avèrent pour montrer des meilleures propriétés diélectriques de micro-onde, utiles pour les résonateurs diélectriques et ces derniers peuvent être synthétisées à plus basse température d'agglomération (~ 1300 °C). $(\text{Mg}_{0.95}\text{Zn}_{0.05})\text{TiO}_3$ *MZTO* en céramique qui a été étudié pour posséder d'excellentes propriétés diélectriques avec $\epsilon_r \approx 16.21$, $Q \times f \approx 240,000 \text{GHz}$ et un valeur négatif de $\tau_f \approx -60 \text{ppm}/^\circ\text{C}$ [46].

Un autre céramique $(\text{Ca}_{0.8}\text{Sr}_{0.2})\text{TiO}_3$ *CSTO*, ayant les propriétés diélectriques $\epsilon_r \approx 181$, $Q \times f \approx 8300 \text{GHz}$ et un grand valeur positif de $\tau_f \approx 991 \text{ppm}/^\circ\text{C}$, peut être choisi comme compensateur de τ_f pour *MZTO*. Par conséquent pour réaliser une compensation efficace dans ses coefficients du température, dans le travail actuel *CSTO* a été ajouté à *MZTO* avec différents pourcentages, il fait une étude systématique sur les propriétés d'un système composite en céramique $(1-x)\text{MZTO} - (x)\text{CSTO}$, avec $x = 0.02-0.08$ ont été effectués. On a observé que l'addition de *CSTO* augmente ϵ_r , le facteur de qualité ($Q \times f$ valeur) diminue, et compense le τ_f de *MZTO*.

2.4.1. Propriétés structurales et diélectriques

L'étude combinée de SEM et d'EDX montre que dans cet échantillon les grains des deux phases sont clairement distinguables de l'un à l'autre et les grains *CSTO* sont distribués aléatoirement près des grains *MZTO* [46]. La figure 2.11 représente la constante diélectrique relative ϵ_r et le perte diélectrique $\tan \delta$ des matériaux composites $(1-x)\text{MZTO} - x \text{CSTO}$ dans la gamme de fréquence micro-ondes. Dans cette figure il est évident que quand la quantité d'addition de *CSTO* augmente de 0.02 à 0.08, ϵ_r augmente de 18.6 à 21.9 et $(\tan \delta)$ augmente également de 0.00009 à 0.0002. C'est en raison du fait que *CSTO* a une constante diélectrique plus élevée et une perte comparées à *MZTO*. D'après cette figure on peut noter que le perte diélectrique de l'échantillon pour $x = 0.03$ est relativement élevé qui peut être dû à une partie plus élevée de quelques pertes extrinsèques comparées à d'autres échantillons. Le $Q \times f$ et la valeur de τ_f des matériaux composites $(1-x)\text{MZTO} - (x)\text{CSTO}$ sont démontrés dans la figure 2.12 avec l'augmentation du % *CSTO*. La valeur du $Q \times f$ diminue avec l'addition de *CSTO* parce qu'elle est plus petite pour *CSTO* comparé à celui du *MZTO*. Les valeurs de τ_f des échantillons dépendent principalement de la composition du matériau et les défauts et les lacunes du composé imprévu. Il peut être défini comme suit : [46]

$$\tau_f = \frac{f_2 - f_1}{f_2(T_2 - T_1)} \quad (2-1)$$

Où f_1 et f_2 représentent les fréquences de résonance des deux températures T_1 et T_2 respectivement différents. On observe dans la figure 2.12 que le τ_f de $(1-x)MZTO - (x)CSTO$ change rapidement avec l'augmentation de la valeur de x , due à une grand valeur positif τ_f de $CSTO$ ($\tau_f \sim 991$ ppm/°C). Il change de - 49.96 à - 0.15 ppm/°C à mesure que la quantité d'addition de $CSTO$ augmente de 0.02 à 0.08. Un τ_f presque zéro (- 0.15 ppm/°C) a été réalisé pour l'échantillon 0.92 $MZTO - 0.08$ $CSTO$. Les valeurs de ϵ_r , $\tan \delta$, $Q \times f$, τ_f et densité de masse de ces échantillons ont été énumérés dans le tableau 1.

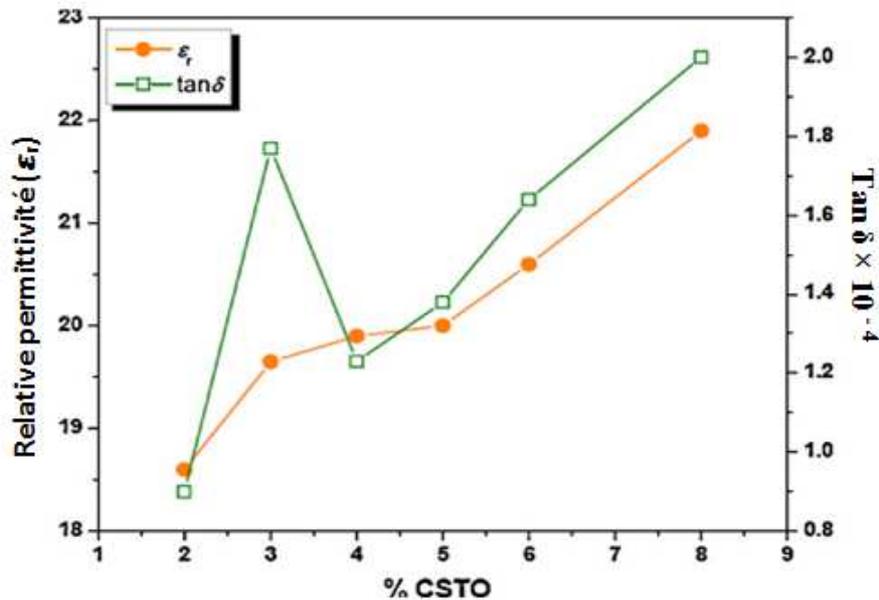


Figure 2.11: Permittivité relative et perte diélectrique du composite $MZTO - CSTO$ en fonction de % $CSTO$ [46].

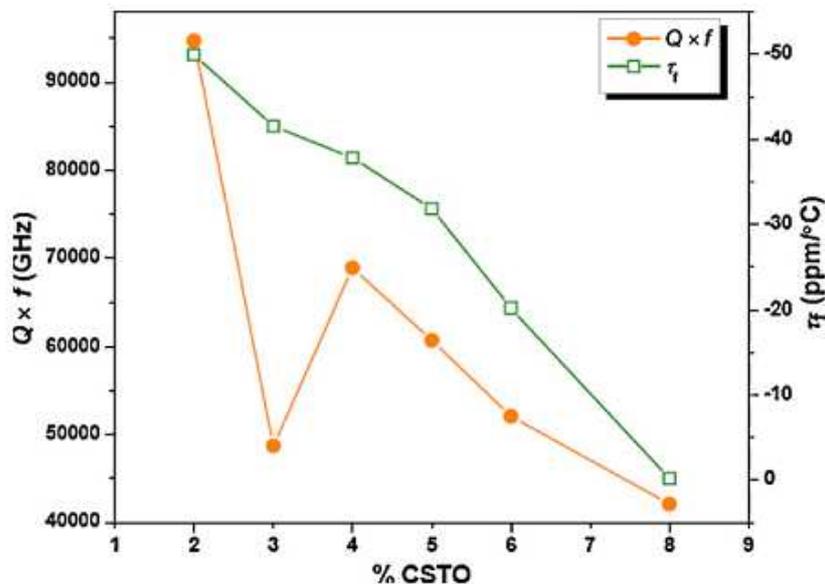


Figure 2.12: les valeurs de $Q \times f$ et τ_f du composite $MZTO - CSTO$ en fonction de % $CSTO$ [46].

%CSTO	ϵ_r	$\tan \delta$	$Q \times f$	τ_f	Densité (gm/cm^3)
2	18.6	9×10^{-5}	94711.76	-49.96	3.73
3	19.65	1.77×10^{-4}	48736.8	-41.54	3.70
4	19.9	1.23×10^{-4}	68889.6	-37.83	3.73
5	20	1.38×10^{-4}	60711	-31.82	3.74
6	20.6	1.64×10^{-4}	52086	-20.18	3.77
8	21.9	2×10^{-4}	42080	-0.15	3.79

Tableau 2.1 : les valeurs de ϵ_r , $\tan \delta$, $Q \times f$, τ_f et densité de masse des matériaux composites *MZTO – CSTO* [46].

La dépendance de la constante diélectrique relative a la température change graduellement suivant l'augmentation de la concentration de *CSTO* figure 2.13(a), le composite ($x = 0.02$) en sens de refroidissement $MgTiO_3$ décroissant la permittivité diélectrique, le composite ($x = 0.08$) en sens de refroidissement $CaTiO_3$ augmentant la permittivité diélectrique. L'influence de la concurrence des composantes *MZTO* et *CSTO* sur la variation de la permittivité diélectrique illustrés dans les courbes normalisé de $\epsilon(T)$ figure 2.13(b). Le point de compensation, correspondant au minimum de $\epsilon(T)$, décale de 70 K à 330 K on augmente le composant *CSTO*.

Pour l'échantillon $0.92MZTO - 0.08CSTO$ le point de compensation est près de la température ambiante, par conséquent ce composite est caractérisé par la meilleure stabilité des paramètres diélectriques aux températures de fonctionnements à micro-onde.

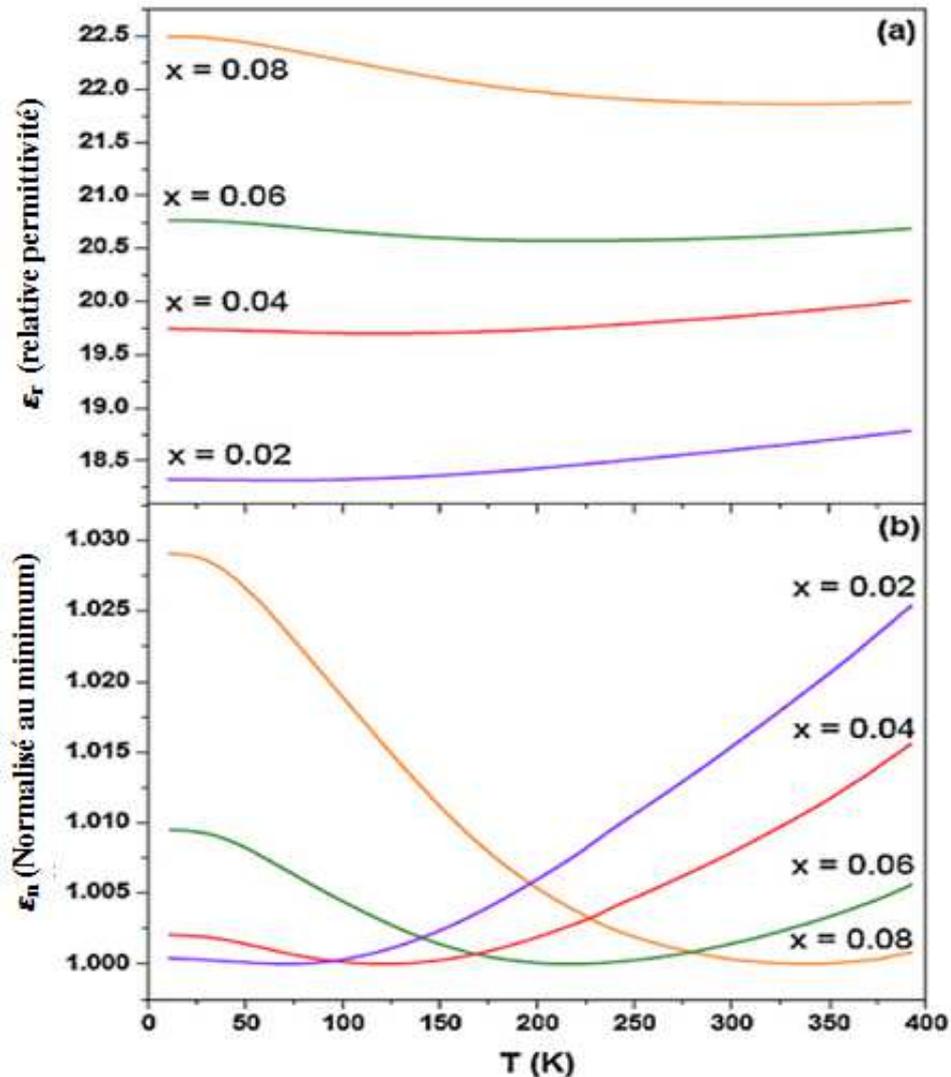


Figure.2.13 : (a) Les variations de la constante diélectrique relative ϵ_r en fonction de la température, (b) permittivité normalisé ϵ_n pour les composites $(1-x)\text{MZTO}-(x)\text{CSTO}$ avec $x = 0.02, 0.04, 0.06$ et 0.08 [46].

Les pertes diélectriques des composites augmentent par l'augmentation de la concentration de *CSTO* à toutes les températures étudiées figure 2.14. On observe un maximum de $\tan \delta(T)$ près de 100K pour toutes les composites, qui indique une relaxation diélectrique faible passant par la gamme de GHz à cette température. La valeur du maximum de $\tan \delta(T)$ augmente monotonement avec la concentration de *CSTO* qui signifie qu'elle est due à ce composant. Il devrait considérer que *CSTO*, comme le *CTO* est orthorhombique et ferro-élastique [46]. La possibilité de présence des domaines ferro-élastique a pu avoir comme conséquence des processus faibles de relaxation produisant des pertes diélectriques additionnelles. Mais en raison de sa faiblesse, on n'a observé aucune contribution mesurable à la constante diélectrique. Les pertes diélectriques demeurent toujours très faibles à toutes les températures et n'apportent aucune limitation pour les applications expérimentales des composites de *MZTO-CSTO*.

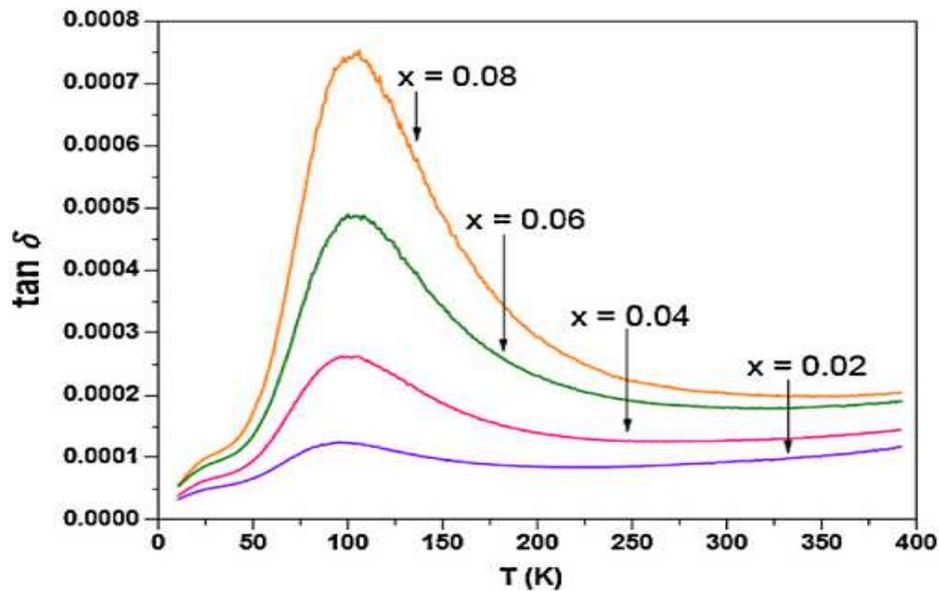


Figure .2.14 : Les variations de la perte diélectrique en fonction de la température pour les composites $x = 0.02, 0.04, 0.06$ et 0.08 [46].

2.4.2. Propriétés de conception d'une antenne DRA

La conception d'une antenne DRA cylindrique a base de composite $0.92MZTO - 0.08 CSTO$ a été fait dans [46], le composite a une valeur de τ_f presque nulle assure la stabilité des dispositifs de micro-onde aux différentes températures de fonctionnement. Le DRA cylindrique offre une plus grande flexibilité de conception comparée à différent d'autres formes de DRA, comme dans ce cas-ci le rapport du rayon à la hauteur (a/h) contrôle la fréquence de résonance et le facteur de qualité Q . Afin de déterminer la largeur de bande et l'efficacité de rayonnement du DRA conçu, les paramètres de ce DRA a été étudiées par simulation et par mesure. Le DRA est placé au-dessus d'un plan de masse de cuivre et excité par une alimentation de sonde coaxial avec la longueur variable de la sonde du connecteur de SMA. Le conducteur externe du connecteur de (SMA) est relié au plan de masse et le conducteur intérieur (sonde) est relié au DRA comme montré dans la figure 2.15 [52].

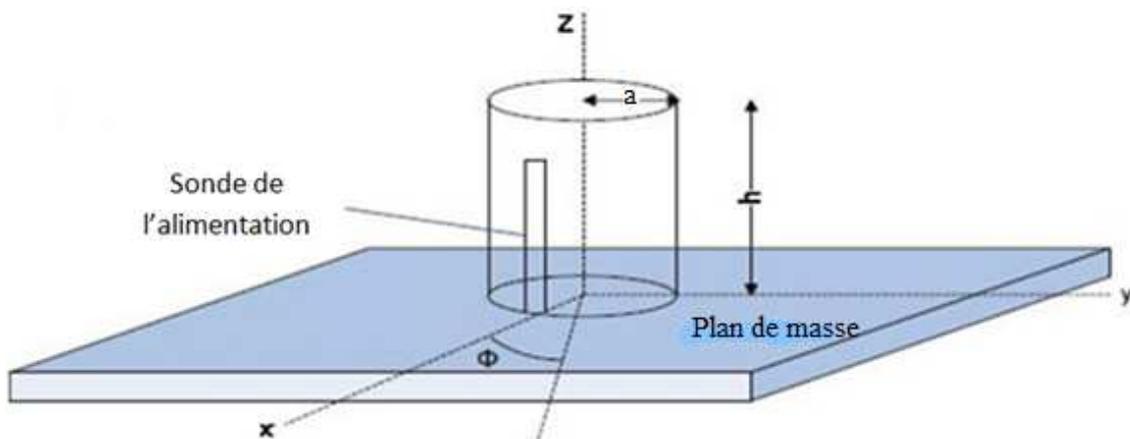


Figure .2.15: La géométrie du DRA cylindrique [46].

Le plan de masse affecte souvent les propriétés de rayonnement de l'antenne et il peut prévoir une telle variation. Quand un DRA est excité avec une alimentation de sonde coaxiale, les lignes du champ électrique (E) se terminent habituellement sur la surface de la sonde d'alimentation. Puisque le composant normal de E est discontinu à travers une surface séparant deux milieux de différentes permittivités, l'introduction d'un espace d'air mince entre la sonde d'alimentation et un résonateur diélectrique est considérée dans la configuration de DRA [52]. Les paramètres qui affectent l'exécution globale de l'antenne incluent la longueur de la sonde du connecteur SMA, la constante diélectrique du DRA, les dimensions du DRA, l'espace d'air entre le résonateur diélectrique et la sonde et la dimension du plan de masse.

La position de DRA sur le plan de masse est ajustée pour obtenir la largeur de bande maximum et la meilleure impédance. La simulation est effectuée à plusieurs reprises pour différentes longueurs de sonde coaxiale et aussi pour ses différentes positions. Après les études de l'adaptation complètement à l'aide des simulations aussi bien que l'expérience, on observe que la longueur de la sonde 0.65 cm et les dimensions de plan de masse de 10 cm×10 cm×0.2 cm présente une bonne concordance entre les résultats simulés et mesurés. Le DRA cylindrique, conçu pour ce travail a un rayon $a = 0.645$ cm, hauteur $h = 0.729$ cm et $\epsilon_r = 21.9$ et $\tan \delta = 0.0002$ et $\tau_f = -0.15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Le DRA cylindrique est travaillé au mode $TEM_{11\delta}$ et sa fréquence de résonance f_0 peut être rapprochée par l'équation suivante [53,54] :

$$f_0 = \frac{2.997}{20\pi\sqrt{2 + \epsilon_r}} \left[0.27 + 0.36 \frac{a}{2h} + 0.02 \left(\frac{a}{2h} \right)^2 \right] \quad (2-2)$$

Les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence simulé et mesuré pour le DRA sont montrées dans la figure 2.16.

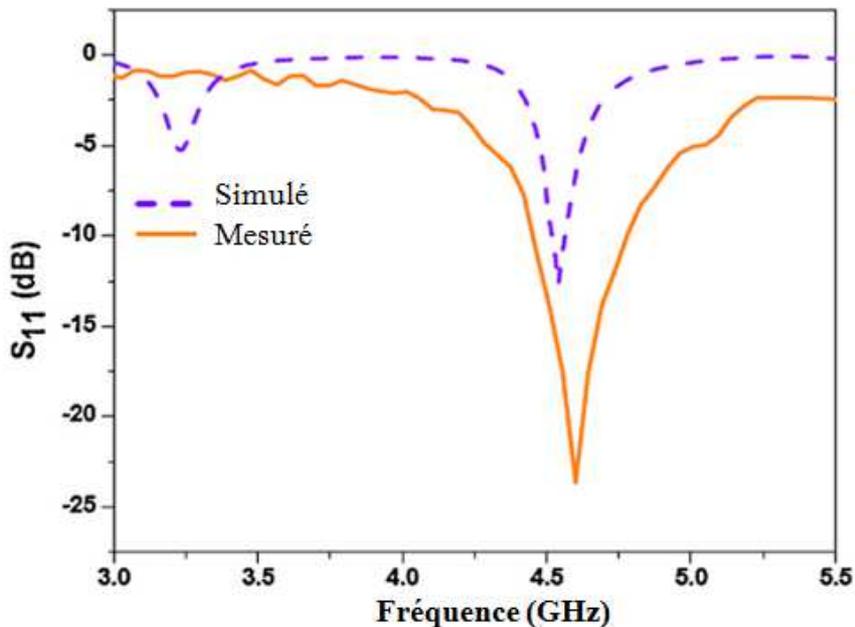


Figure .2.16 : Coefficient de réflexion du DRA en utilisant le matériau 0.92MZTO – 0.08 CSTO [46].

La fréquence de résonance de DRA proposé offre une largeur de bande de 315 MHz ($4.45\text{-}4.77\text{ GHz}$) tandis que la largeur de bande de 100 MHz a été observée dans la simulation. La différence peut être due à la dimension finie de plan de masse pendant l'expérience et les effets de diffraction de bord [55]. La représentation du S_{11} correspondant au diagramme de Smith de 4.48 à 4.63 GHz est montrée dans la figure 2.17. Pour obtenir un coefficient de réflexion faible à la fréquence de résonance, le lieu d'impédance devrait être décalé aussi près au centre du diagramme de Smith.

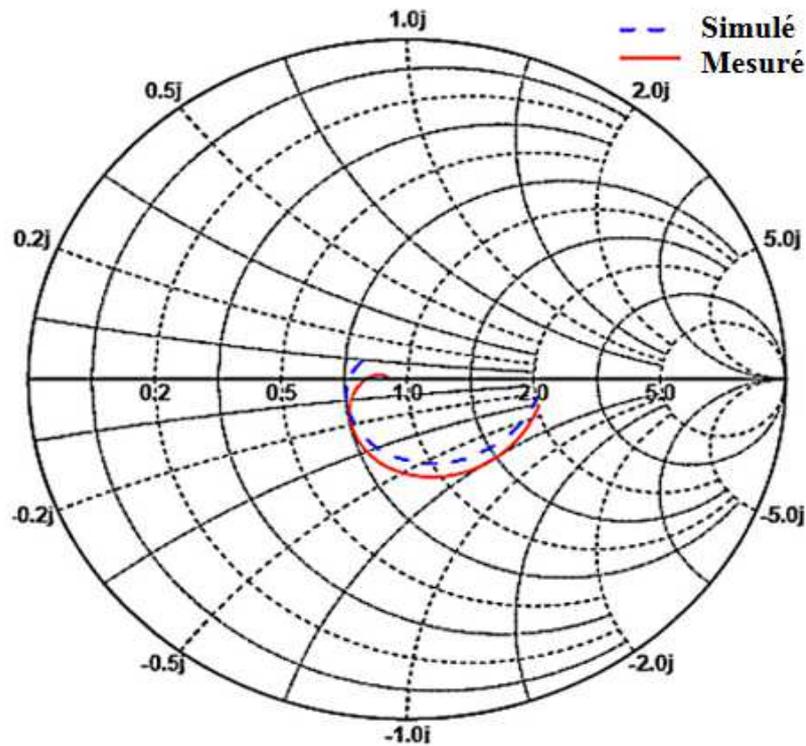


Figure 2.17: Mesure et simulation d'impédance d'entrée (diagramme de Smith) du DRA [46].

Les diagrammes des rayonnements de champ du DRA simulé et mesuré sont présentés dans la figure 2.18, pour $\varphi = 0^\circ$ (plan-E), ils sont en bon accord et montrent la caractéristique presque omnidirectionnelle. Cependant, pour $\varphi = 90^\circ$ (plan-H) ne sont pas très semblables. La différence entre les résultats pourrait s'être produite en raison des erreurs expérimentales liées au positionnement du câble d'alimentation en ce qui concerne l'orientation du DRA. Pour la fréquence de résonance prévue choisissant le diélectrique suivant leur permittivité et les dimensions appropriées, et avoir également un coefficient de température proche de zéro à la fréquence de résonance. Les résultats obtenus ici encouragent et diffusent le message que ces types de DRAs peuvent avoir des applications pratiques dans le domaine de communication de radar.

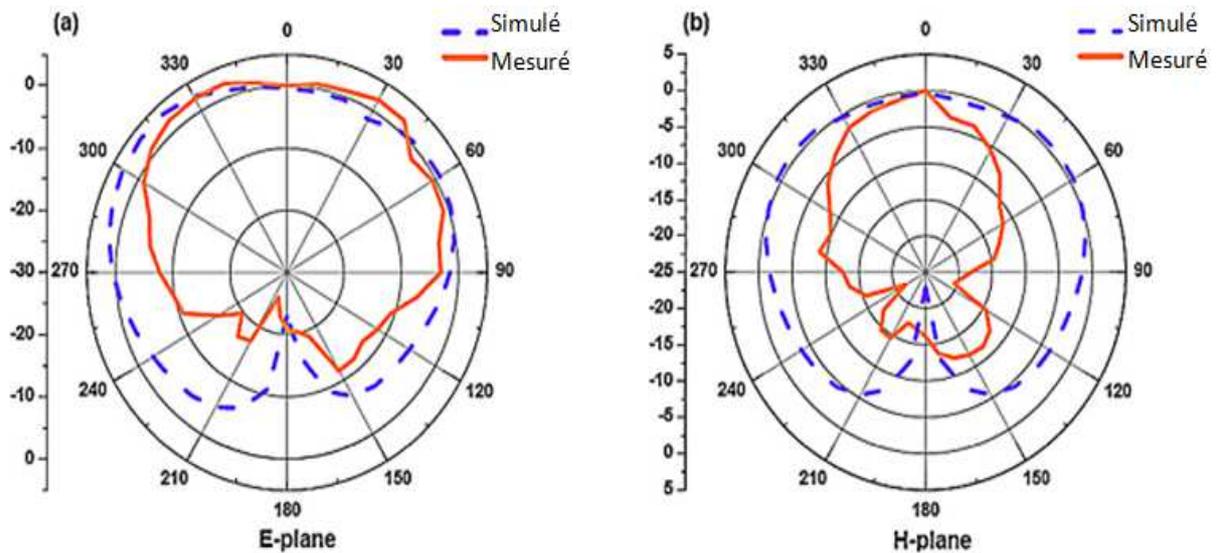


Figure 2.18: *Mesure et simulation de rayonnement de champ du DRA (a) $\phi = 0^\circ$, (b) $\phi = 90^\circ$ à 4.6GHz [46].*

2.5. Antenne à résonateur diélectrique alimentée par une ligne microruban

On a proposé l'antenne à résonateur diélectrique cylindrique alimentée en proximité par une ligne microruban en parallèle, avec le progrès rapide dans la communication de microonde qui exige la miniaturisation des circuits. Les résonateurs diélectriques (DR) sont préférés parce qu'ils sont faciles de fabriquer et offrir plus de degré de liberté pour commander la fréquence de résonance et le facteur de qualité Q. Cependant, le facteur Q élevé limite la largeur de bande, qui limite son utilité comme antenne [48]. Par conséquent, la constante diélectrique élevée du DR est préférée dans la conception de l'antenne.

2.5.1. Configuration d'antenne

La configuration de l'antenne DRA cylindrique proposé est montrée dans la figure 2.19 [48].

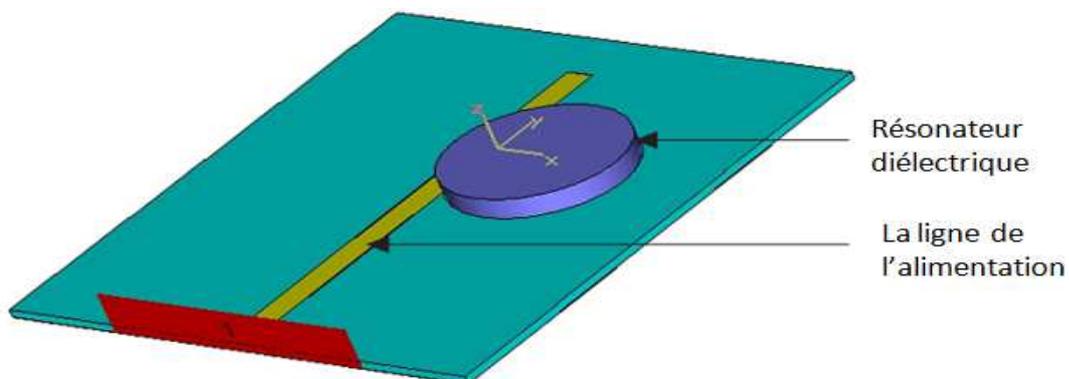


Figure 2.19: *Géométrie d'antenne à résonateur diélectrique alimentée par une ligne microruban [48].*

Il comporte un résonateur diélectrique DR de diamètre $d=14mm$ fabriqué en utilisant le matériau diélectrique $BaTiO_3$ avec la constante diélectrique relative $\epsilon_r = 1000$ par le traitement en céramique conventionnel. Le DR est alimenté par une ligne microruban de 50Ω , de largeur = 2.18mm et longueur = 40.13 mm par la mise sur le dessus du substrat. Le substrat est en matériaux de duroid avec la constante diélectrique $\epsilon_{rs} = 2.5$ figure 2.20 [48].

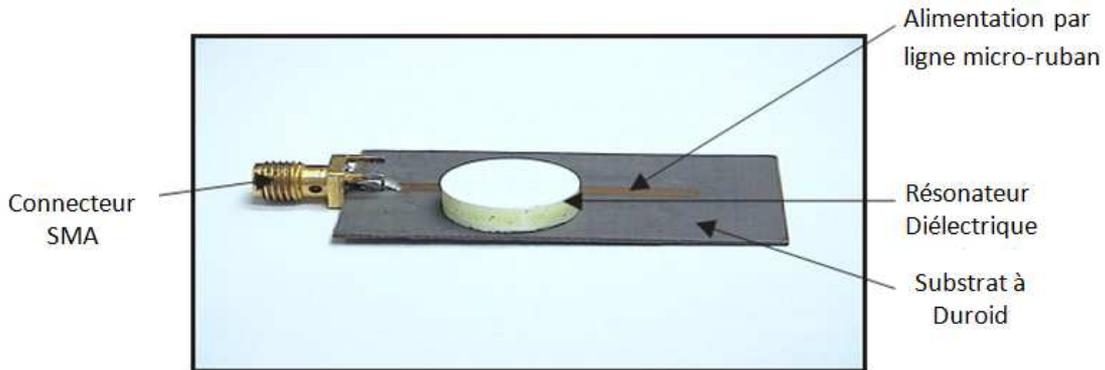


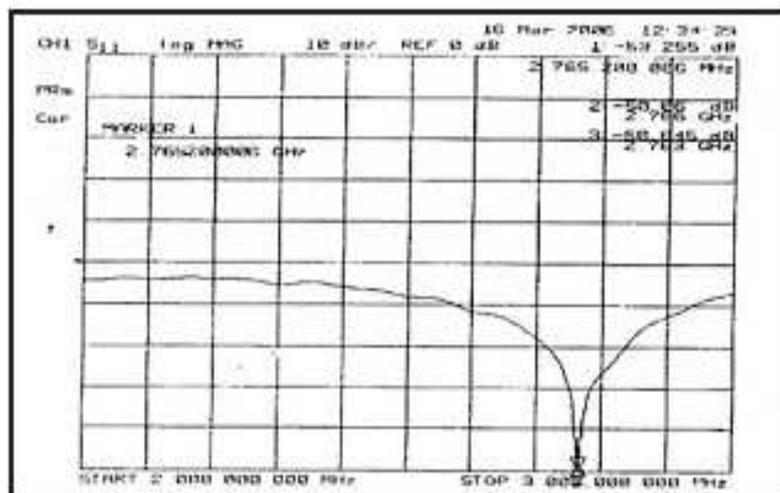
Figure.2.20: Antenne diélectrique avec le connecteur de SMA [48].

Le DR est changé avec différente épaisseur pour obtenir plusieurs fréquences de fonctionnement.

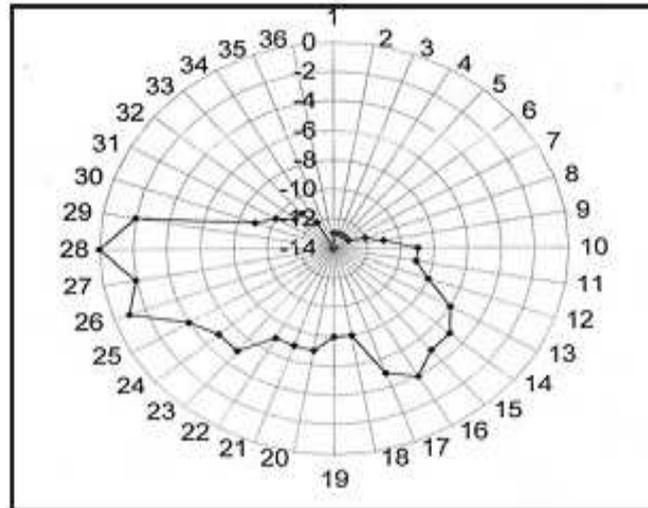
2.5.2. Résultats et discussion

L'antenne DRA fonctionne à différentes fréquences de résonance quand la hauteur du DR est changée. Les fréquences de résonance pour la hauteur $h = 2mm \sim 2.787 GHz$, $h = 2.5mm \sim 2.496 GHz$, et pour $h = 3mm \sim 2.294 GHz$ [48].

La mesure de DRA a été faite en utilisant l'analyseur de réseau HP 8720B pour voir la réflexion et le rayonnement caractéristiques de l'antenne proposée. Leur résultat est montré dans la figure 2.21.



(a)



(b)

Figure.2.21 : Caractéristique de simulation pour $h=2\text{mm}$ (a) S_{11} (b) diagramme de rayonnement [48].

Les résultats prouvent également que chaque valeur de l'épaisseur du DRA donne fréquence différente de fonctionnement ($h=2\text{mm}\sim 2.786\text{ GHz}$, $h=2.5\text{mm}\sim 2.546\text{ GHz}$ et $h=3\text{mm}\sim 2.231\text{GHz}$). Par conséquent, ils peuvent être mesurés à la fréquence de fonctionnement désirée en changeant l'épaisseur du résonateur diélectrique.

2.6. Propriétés diélectriques de la composite résine époxyde de titanate de baryum à haute fréquence

La demande croissante des systèmes de communication sans fil a favorisé le développement de l'antenne chip d'une petite taille et peu coûteuse [56]. Ils attirent l'attention sur l'utilisation de la technologie empilée des matériaux LTCC (Low-Temperature Co-fired Ceramic) en céramique co-mis à faible température pour l'emballage et l'assemblage [57]. Une antenne chip planeaire faite par un ruban méandre en métal inclus dans un liquide du polymère cristallin composite (LCP) par un modèle d'insertion qui a été présentée dans [58]. Cette antenne chip est fortement stable avec des variations de la température et d'humidité, elle est très rentable pour avoir une bonne performance pour des applications de communications sans fil dans la bande ISM 2.4/5.2 GHz.

2.6.1. Etude de propriété diélectrique des matériaux composites résine époxyde chargé par céramique Y5V

La résine époxyde utilisée dans cette recherche était éther de diglycidyl de type époxyde du bisphénol fourni par Dow Chem.(D.E.R. 331, EEW=186-190). Le traitement agent était méthane de diaminodiphenyl (DDM, Jensen). Les incorporations en céramique Y5V ont été fournies par Diélectriques De Prospérité Co., Ltd (PDC, Taiwan).

Les matériaux composites traités avec différents chargements de céramique Y5V ont été observés avec le MEB (microscopie à balayage électronique). Il est clair que les particules

les plus incorporés aient été dispersées tout à fait en conformité avec la matrice époxyde, et seulement de petites traces de particule et des pores ont été trouvées. La constante diélectrique de ces matériaux composites (résine époxyde-Y5V) ont été mesurés par l'analyseur d'impédance dans la gamme (1MHz à 1GHz), et les résultats sont illustré dans la figure 2.22.

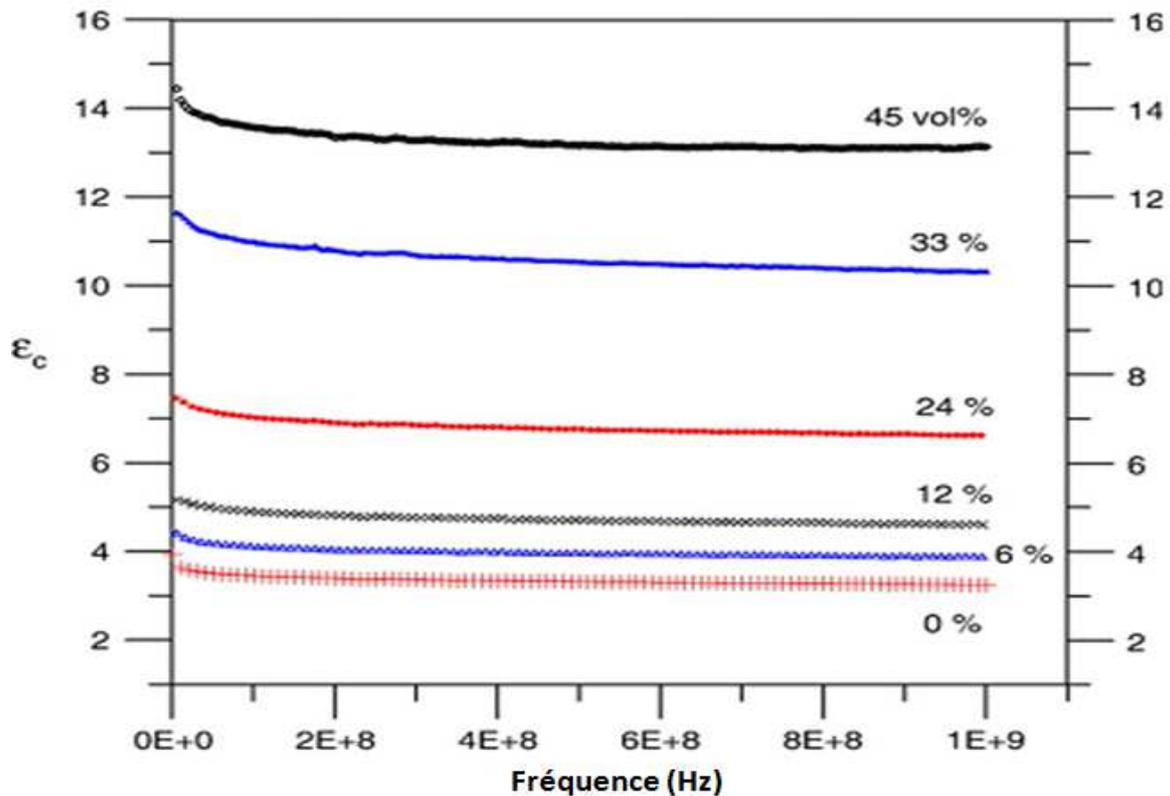


Figure.2.22: les constantes diélectriques des matériaux composites traités en fonction de la fréquence [47].

Quand on ajoute la poudre en céramique, la constante diélectrique est augmenté. On a constaté qu'en basse fréquence la constante diélectrique proportionnellement diminué avec l'augmentation de fréquence. On croit que la diminution de la polarisation dipolaire de la matrice et l'accumulation des charges à l'interface entre les particules en céramiques et les polymères a effectué comme conséquence une distorsion de champ à grande échelle [59]. Après environ 100 MHz, les changements deviennent plus petits.

Les constantes diélectriques à 1 GHz du composite époxyde chargé par différent pourcentage % en céramique Y5V sont montrées dans le tableau 2. En ajoutant jusqu'à 80 Pds % (environ 45% volume) de céramique Y5V, la constante diélectrique peut être augmentée de 3.2 à 13.1 et le perte diélectrique est inférieure à 0.03 [47].

Y5V	T_g (°C)	$\epsilon(1GHz)$	$\tan \delta(1GHz)$
0%	167	3.2	0.022
25 Pds. %(6 vol. %)	166	3.9	0.023
40 Pds. %(12 vol. %)	166	4.6	0.026
60 Pds. %(24 vol. %)	166	6.5	0.027
70 Pds. %(33 vol. %)	157	10.3	0.028
80 Pds. %(45 vol. %)	162	13.1	0.025

Tableau 2.2: Constantes diélectriques des composites traités avec diverse charge de céramique Y5V [47].

Comme indiqué dans le tableau 2.2, les températures de solidification des composites traités avec une fraction petite des additifs sont plus hautes que 160 °C, mais elles semblent diminuer à un chargement plus élevé des additifs. On le croit que la viscosité du composite augmente avec l'addition des additifs ; l'agent de traitement et la résine ne peuvent pas être bien mélangés à un pourcentage élevé de céramique, 70 Pds % de poids, par exemple. Il pourrait causer un réseau non homogène avec une densité de lien du mélange inférieure ou quelques chaînes balancées, il résulte une diminution de la température de solidification (glass) T_g .

La figure 2.23 montre la géométrie du type antenne méandre proposé avec une dimension de cellules égale à 0.2 mm, le coefficient de réflexion mesurée de l'antenne chip en fonction de la fréquence. [47]

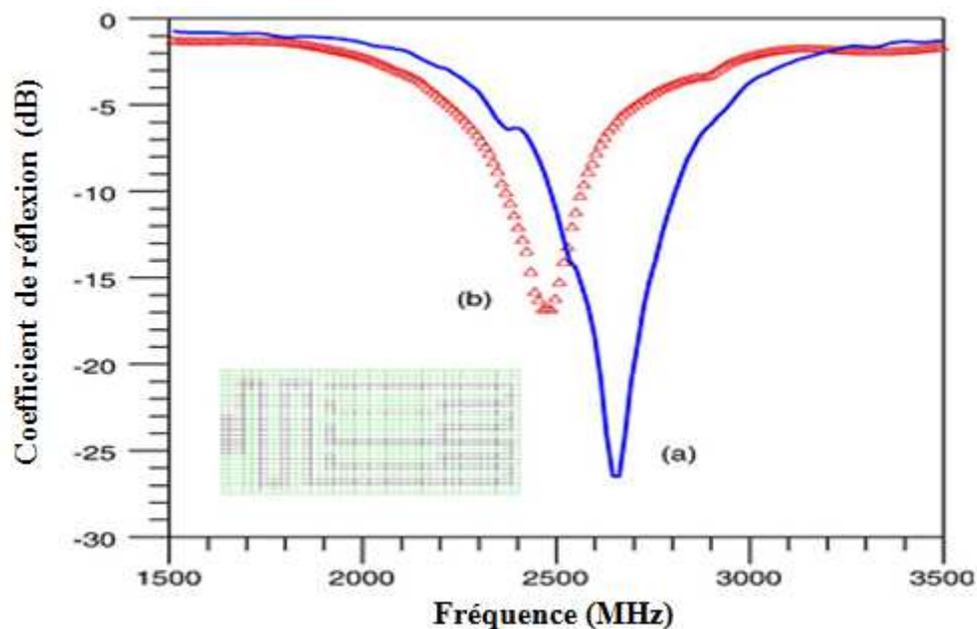


Figure 2.23: Coefficients de réflexion (S_{11}) mesurés d'une antenne méandre-chip (a) sans encapsulation (b) encapsulé par un composite époxyde avec 40 Pds% poids de céramique Y5V [47].

Pour l'antenne de référence sans compact de composite, le mode résonnant fondamental est excité à 2.648 GHz avec une largeur de bande du coefficient de réflexion à -10 dB d'environ 324 MHz . Avec le composite diélectrique $\epsilon = 4.6$ à 1 GHz , on a constaté que la fréquence de résonance fondamentale est décalée pour être une valeur plus petit, 2.452 GHz avec une largeur de bande de 191 MHz au coefficient de réflexion à -10 dB , ce qui suggère qu'il puisse être appliqué dans des communications sans fil en utilisant 2.4 GHz de la bande *ISM*.

Ils ont proposé une antenne faite par plaque de cuivre FR4, elle est compactée avec la composite résine époxyde-titanate de baryum, qui peut être satisfait des caractéristiques d'IEEE 802.11 de Bluetooth. Puisque les performances d'antenne chip dépendent des propriétés diélectriques du matériau d'encapsulation, elle est très importante pour étudier les propriétés diélectriques du composite polymère-céramique. Les phénomènes de réponse et de relaxation diélectrique dans le composite de résine époxyde avec l'incorporation en céramique ont été discutés par beaucoup de chercheurs [57.59].

2.7. Conclusion

Au cours de cette étude nous nous somme intéressés à la caractérisation des matériaux composites à base de titanate, et leur intégration au sein des antennes patches et des antennes à résonateur diélectrique.

Les résultats obtenus par beaucoup de chercheurs peuvent être présentent l'influence de ces matériaux sur les paramètres des antennes miniatures imprimées (fréquence de résonance, efficacité de rayonnement, bande passante et les dimensions des antennes). Les matériaux composites a base de titanate élaboré présentent une meilleure stabilité de la permittivité en fonction de la température de fonctionnements à micro-onde, les méthodes de fabrication des matériaux composites en céramiques ont été décrites dans ce chapitre, cette étude souligne combien il est important de comprendre les phénomènes physicochimiques qui interviennent dans l'élaboration des matériaux composites.

CHAPITRE 3

METHODE DE MESURE DES
CARACTERISTIQUES DES ANTENNES

3.1. Introduction

Dans ce qui suit, nous allons détailler les principales méthodes qui permettent de caractériser expérimentalement les antennes par leur diagramme de rayonnement, leur gain et leur polarisation. Notons que le théorème de réciprocité nous signifie que, quelle que soit la position de l'antenne sous test (émettrice ou réceptrice pour les besoins de la mesure), les résultats en termes de rayonnement seront identiques.

3.2. Rappels sur les différentes zones de rayonnement

Nous allons rappeler les trois zones de rayonnement d'une antenne. Pour cela, nous allons considérer une antenne circulaire de diamètre D suffisamment grand par rapport à la longueur d'onde. L'antenne est excitée par une onde de fréquence fixe. En s'éloignant de l'antenne, on constate qu'il existe trois zones qui sont :

- la zone de Rayleigh.
- la zone de Fresnel.
- la zone de Fraunhofer.

La mesure des caractéristiques de rayonnement devra être effectuée à l'intérieur de cette zone. La densité de puissance décroît alors en $1/R^2$, où R représente la distance entre le centre de phase de l'antenne, où sont centrées les ondes sphériques, et le point d'observation.

3.3 Diagramme de rayonnement et directivité

La connaissance du diagramme de rayonnement est une des principales caractéristiques des antennes.

Par définition, une représentation tridimensionnelle illustre la répartition spatiale de la puissance dans toutes les directions d'observation c'est-à-dire pour toutes les valeurs de θ et ϕ sachant que, pour chaque position, les deux composantes orthogonales E_θ et E_ϕ sont mesurées (figure 3.1).

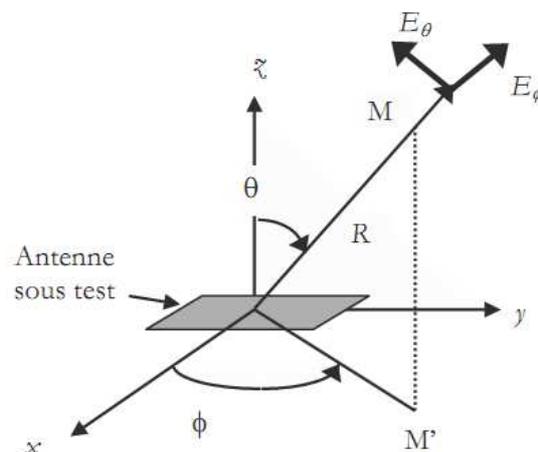


Figure 3.1 – Système de coordonnées utilisées pour la mesure du diagramme de rayonnement.

D'un point de vue pratique, la mesure du diagramme de rayonnement est bien souvent effectuée dans deux plans principaux orthogonaux qui sont les plans $\Phi = 0^\circ$ et 90° . On parle aussi de plan E et plan H. La polarisation du champ émis par l'antenne n'étant a priori pas connue, il faudra, en plus de la mesure du rapport axial qui donne une information sur la qualité de la polarisation émise, mesurer les quatre diagrammes qui sont :

- $E_\theta(\phi = 0^\circ, \theta)$: diagramme de la composante du champ électrique E_θ dans le plan $\phi = 0^\circ$.
- $E_\theta(\phi = 90^\circ, \theta)$: diagramme de la composante du champ électrique E_θ dans le plan $\phi = 90^\circ$.
- $E_\phi(\phi = 0^\circ, \theta)$: diagramme de la composante du champ électrique E_ϕ dans le plan $\phi = 0^\circ$.
- $E_\phi(\phi = 90^\circ, \theta)$: diagramme de la composante du champ électrique E_ϕ dans le plan $\phi = 90^\circ$.

3.4. Principe de fonctionnement d'un analyseur de réseaux vectoriel

Le principal appareil de mesure en hyperfréquence est l'analyseur de réseaux. Il sert à déterminer les paramètres S d'un dipôle ou d'un quadripôle actifs ou passifs (il est également possible en multipliant les mesures et dans des conditions de mesures particulières de caractériser des multipôles).

Il existe deux grandes familles d'analyseurs de réseaux : les scalaires qui ne mesurent que le module des paramètres S et les vectoriels qui mesurent le module et la phase. Le premier nommé ne donne accès qu'à une partie de l'information mais son coût est plus faible à l'achat. Son principe de base est l'association de coupleurs et de mesureurs [60].

3.4.1. Rappel sur les paramètres S

Considérons le quadripôle suivant (figure 3.2) :

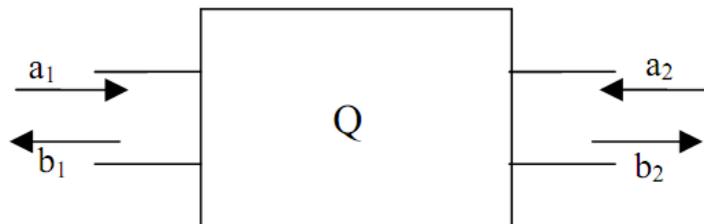


Figure 3.2 : Accès d'un quadripôle.

Les paramètres S caractérisant ce quadripôle sont définis par :

$$S_{11} = \frac{\text{signal réfléchi au port 1}}{\text{signal incident au port 1}} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad \text{Coefficient de réflexion en entrée.}$$

$$S_{21} = \frac{\text{signal transmit au port 2}}{\text{signal incident au port 1}} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad \text{Coefficient de transmission entrée-sortie.}$$

$$S_{12} = \frac{\text{signal transmit au port 1}}{\text{signal incident au port 2}} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad \text{Coefficient de transmission sortie-entrée.}$$

$$S_{22} = \frac{\text{signal réfléchi au port 2}}{\text{signal incident au port 2}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad \text{Coefficient de réflexion en sortie.}$$

3.4.2. Schéma de principe d'un analyseur de réseaux vectoriel

Nous avons vu lors des rappels précédents qu'il est nécessaire pour pouvoir calculer les paramètres S de connaître les signaux réfléchis et transmis mais aussi le signal incident. La figure 3.3 montre un schéma simplifié du prélèvement des signaux [60].

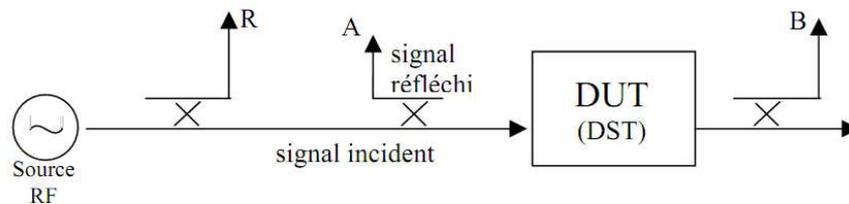


Figure 3.3 : Schéma de base de la mesure des différents signaux.

Le signal émis par une source RF est divisé en deux (en général à l'aide d'un diviseur Wilkinson). La partie prélevée servira de référence (R). L'autre partie attaque le DUT. Une partie est réfléchiée et l'autre est transmise (en supposant que le quadripôle est sans perte). A l'aide de coupleurs, nous décrivons une portion des signaux (A et B).

A partir de ces signaux, il est possible de calculer les paramètres S du DUT par les formules suivantes :

$$S_{11} = \frac{A}{R} \quad S_{21} = \frac{B}{R} \quad (3-1)$$

Pour obtenir les deux autres, on «retourne» les entrées et les sorties.

L'ensemble du travail effectué par l'analyseur est représenté sur le schéma suivant (figure 3.4) : [60]

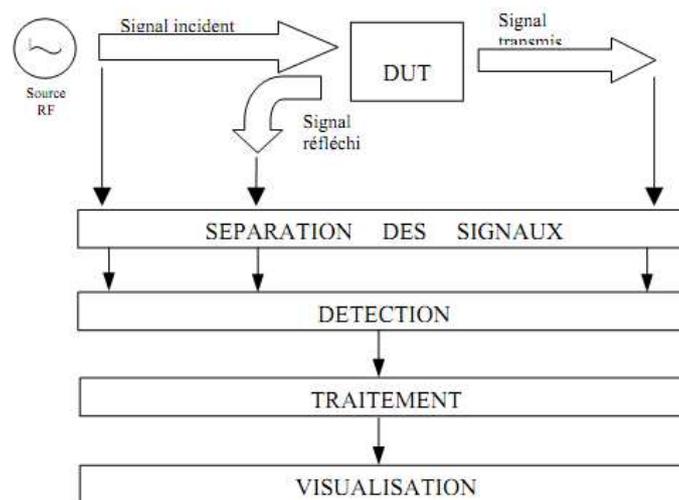


Figure 3.4 : Schéma de principe d'un analyseur de réseaux vectoriel

En résumé la première étape est de séparer les signaux (à l'aide des coupleurs) puis de mesurer le module et la phase des signaux et enfin la dernière étape est de traiter les données ainsi mesurées (passage domaine temporel, échelle dB,...) à l'aide d'un processeur.

3.4.3. Correction des erreurs de mesures

Le principe décrit plus haut suppose que les composants utilisés sont parfaits c'est à dire sans pertes et de caractéristique fréquentielle idéale. En pratique, les mesures effectuées contiennent un certains nombres d'erreurs qui peuvent être, suivant les cas, corrigés.

L'ensemble des erreurs existantes est regroupé en trois grandes familles :

- 1) Erreurs systématiques.
- 2) Erreurs aléatoires.
- 3) Erreurs de dérive.

Dans la suite, nous allons présenter les méthodes de corrections des erreurs systématiques. La figure 3.5 présente les six erreurs dans le cas d'une mesure entrée-sortie.

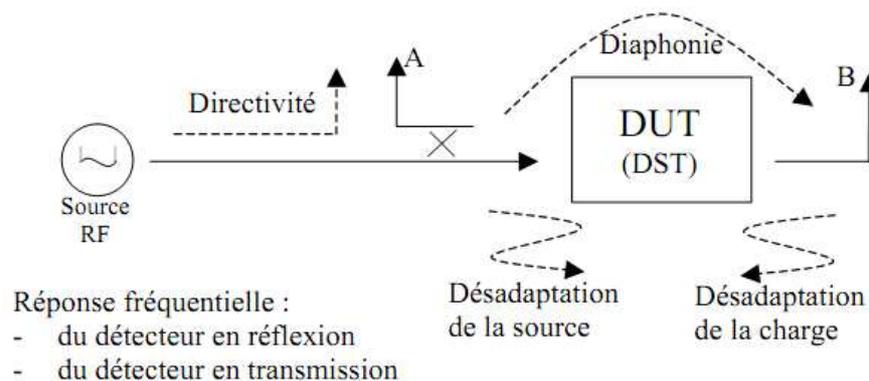


Figure 3.5 : Les six erreurs systématiques présentes lors d'une mesure entrée-sortie

Ces erreurs sont au nombre de six dans le sens direct et de six dans le sens inverse. La première est la directivité du coupleur en entrée : une partie du signal incident passe directement sur la voie A sans être réfléchi par le DUT.

Ensuite nous avons les désadaptations de la source et de la charge. Puis les réponses fréquentielles des dispositifs de mesures : leur fonction de transfert n'est pas égale à 0dB sur l'ensemble de la bande de mesure de l'analyseur. Enfin, la dernière erreur est la diaphonie qui correspond à une partie du signal qui passe directement sur la voie B sans traverser le DUT.

Pour corriger ces erreurs, il existe deux grands types de calibration : la calibration en normation et la calibration vectorielle. La première permet de ne corriger que les erreurs fréquentielles, tandis que la seconde corrige toutes les erreurs.

1 – Calibration en normation

Le principe de cette calibration est de mesurer la fonction de transfert de l'analyseur sans connecter le DUT. Puis, on mesure la fonction de transfert du système en présence du DUT. Finalement, on fait le rapport entre ces deux fonctions de transfert. En résumé :

1^{ère} étape : Mesure sans le DUT. La fonction transfert obtenue (H_{cal}) est donnée par :

$$H_{cal} = H_{source}H_{cable}H_{détecteur} \quad (3-2)$$

2^{ème} étape : Mesure avec le DUT. La fonction de transfert (H_{mes}) est :

$$H_{mes} = H_{source}H_{cable}H_{DUT}H_{détecteur} \quad (3.3)$$

3^{ème} étape : Rapport entre ces deux fonctions de transfert :

$$\frac{H_{mes}}{H_{cal}} = H_{DUT} \quad (3-4)$$

2 – Calibration vectorielle

Cette calibration va permettre de déterminer toutes les erreurs présentes lors d'une mesure. Son principe est d'obtenir un système d'équations exprimant les paramètres S vrais en fonction des paramètres S mesurés. Pour simplifier la présentation de cette calibration nous allons nous intéresser à la calibration «one-port» qui permet d'obtenir des mesures en réflexion.

Comme nous ne cherchons que S_{11} , nous devons tenir compte que de trois erreurs : la directivité, la désadaptation de la source et enfin la réponse fréquentielle du détecteur. L'influence de chaque erreur est résumée sur le diagramme de fluence de la figure 3.6.

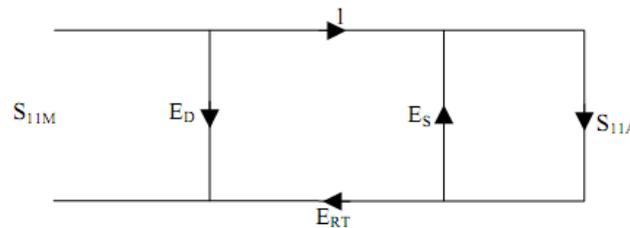


Figure 3.6: Diagramme de fluence de l'influence des erreurs sur la mesure de S_{11} .

Avec $S_{11M} = S_{11}$ mesuré ; $S_{11A} = S_{11}$ du composant ; E_D = erreur liée à la directivité du coupleur ; E_S = erreur liée à la source ; E_{RT} = erreur liée à la réponse fréquentielle.

La résolution de ce diagramme donne :

$$S_{11M} = E_D + E_{RT} \frac{S_{11A}}{1 - E_S S_{11A}} \quad (3-5)$$

L'équation obtenue lie le S_{11} vrai au S_{11} mesuré grâce à trois paramètres inconnus. Pour pouvoir déterminer ces trois valeurs d'erreur, il faut effectuer trois mesures (en général un court-circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée). Finalement, on a obtenu un système de trois équations à trois inconnues qui est résolu par l'analyseur de réseaux. Les valeurs ainsi

trouvées sont mémorisées et permettent au cours de la mesure d'obtenir les vrais paramètres S à l'aide des paramètres mesurés.

Dans le cas d'une calibration «full-2-port», il n'y a plus trois mais douze inconnues à déterminer, il faut donc réaliser douze mesures lors de la calibration (calibration SOLT).

En fonction de l'application de l'analyseur, on choisira l'un ou l'autre des deux grands types de calibration. Si on veut une grande précision, on prendra une vectorielle. Si, on n'est intéressé que par l'allure de la fonction de transfert, on pourra choisir une calibration en normation qui est plus rapide à réaliser.

3.5 Mesure des paramètres d'antenne avec analyseur de réseau vectoriel

Un analyseur de réseau vectoriel HP8510C (Vectorial Network Analyzer (VNA)) est un équipement souple capable de faire des mesures rapides et précises dans le domaine de fréquence et de temps. Il comprend le micro contrôleur MC68000 de 32 bits et RAM de 1MB et ROM de 512 KBS. Le VNA peut mesurer l'amplitude et la phase de la dispersion des paramètres (S) pour des fréquences jusqu'à 50 GHz avec une résolution de 1Hz. Il a la capacité facultative de prendre la transformée de Fourier inverse des données mesurées de fréquence pour donner la réaction de domaine de temps. Le VNA se compose d'un positionnement de test du générateur à micro-ondes des paramètres S, du signal de processeur et de l'unité de visualisation, comme montré dans la figure 3.7. Le générateur de champ synthétisé, HP83651B, emploie un élément accordé de boucle par YIG ouvert pour produire du stimulus de RF, Il peut synthétiser des fréquences de 10 MHz à 50 GHz. Les fréquences peuvent être synthétisées en mode d'échelon ou mode de rampe selon la mesure désirée correct [61].

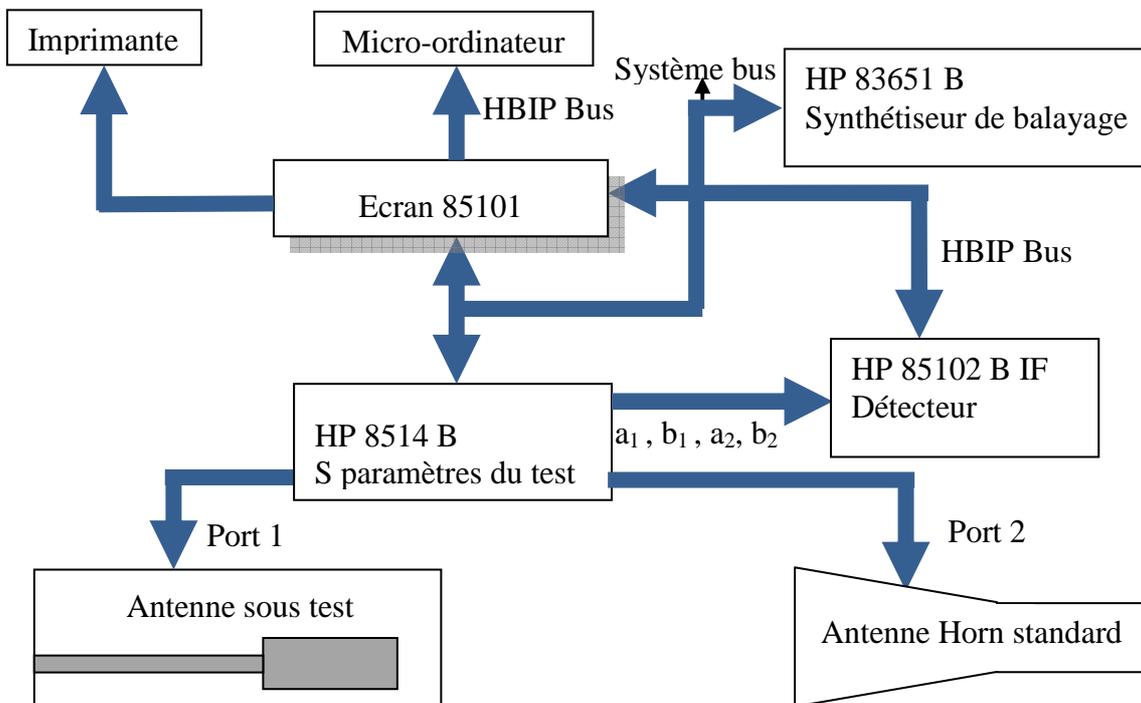


Figure 3.7 Schéma diagramme pour Analyseur de réseau vectoriel HP8510 C [61].

au banc L'antenne sous test (AUT) est connectée d'essai HP8514B à deux-port des paramètres S. Ce module isole le signal incident (test), signaux réfléchés et/ou transmis (notamment a_1 , b_1 , a_2 , b_2) aux deux ports. Les signaux alors sont convertis en fréquence intermédiaire de 20MHz et introduits à détecteur HP 85102 B IF. Ces signaux sont traités pour afficher l'information de l'amplitude et de phase des paramètres S dans l'amplitude en échelle logarithmique ou en échelle linéaire, diagramme de Smith ou formats polaires. Ces modes constitutifs du VNA sont connectés à l'aide du bus de système GPIB.

3.5.1. Installation expérimentale

Les figures 3.8 et 3.9 montrent respectivement l'installation schématique employée pour mesurer les caractéristiques de réflexion et de rayonnement de l'antenne. Une recherche complète sur les caractéristiques de puissance d'entrée est suivie de la mesure de configuration à l'intérieur de chambre anéchoïque [61].

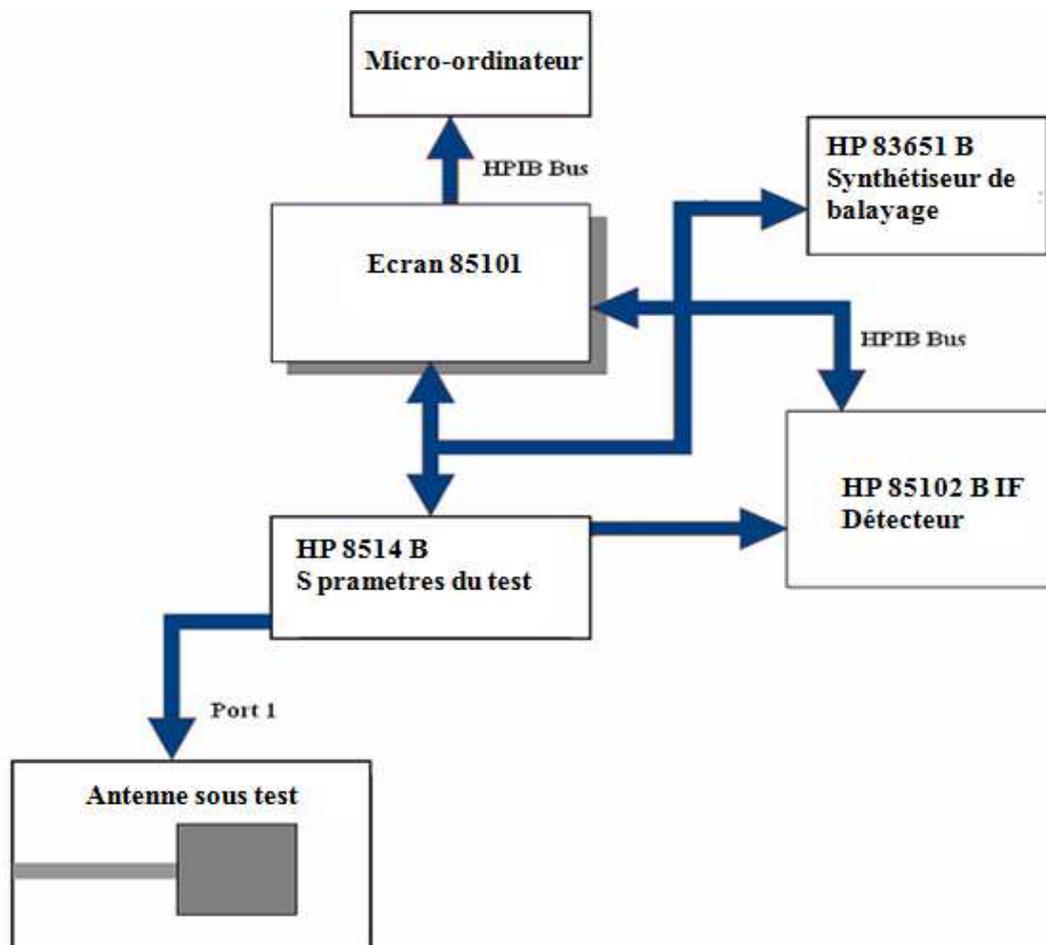


Figure 3.8 : Installation pour mesurer les caractéristiques de réflexion en utilisant HP8510C.

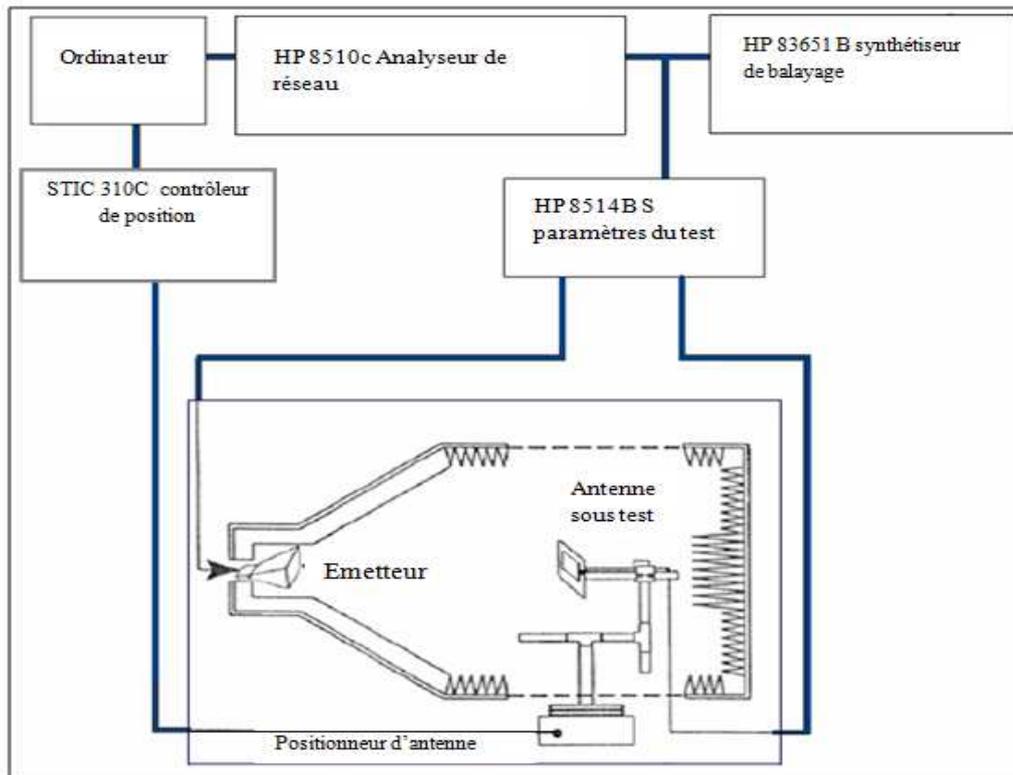


Figure 3.9 : Installation pour la configuration de rayonnement de mesure en utilisant HP8510 C [61].

3.5.2. Procédure de mesure les paramètres S , fréquence de résonance et bande passante

La procédure expérimentale suivie en déterminant de divers paramètres d'antenne, L'analyseur de réseau est calibré pour de pleins 2 ports en connectant le court-circuit standard, circuit ouvert et par des charges convenables. La phase de retard appropriée est introduite tout en calibrant. Pour s'assurer que le plan de référence pour toutes les mesures dans la bande désirée est réellement au degré zéro. L'un port de l'antenne sous test AUT est alors connecté au port du banc d'essai de paramètre S comme montré dans la figure 3.9. L'importance et la phase de S_{11} et de S_{21} sont mesurées et enregistrées dans le format d'ASCII en utilisant le logiciel. S_{11} indique le coefficient de réflexion à l'un port de la géométrie d'antenne et S_{21} indique l'isolement entre les ports de l'antenne. Les fréquences de résonance (f_r) au port sont déterminées à partir des courbes de coefficient de réflexion. Il peut noter des données enregistrées consulte également. Le VSWR égale à 2, ce qui correspond au coefficient de réflexion ~ -10 dB. [61]

$$S_{11} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right) \quad (dB) \quad (3-6)$$

$$VSWR = \frac{1 + 10^{S_{11}/20}}{1 - 10^{S_{11}/20}} \quad (:1) \quad (3-7)$$

Montrée dans le tableau 3.1 est la liste la correspondance entre le coefficient de réflexion et le VSWR. En fait la conception d'une antenne spécifique, certaines compagnies aiment utiliser le coefficient de réflexion tandis que d'autres préfèrent VSWR, ainsi la conversion est généralement faite [62].

VSWR	Coefficient de réflexion (dB)
1 :1	$-\infty$
1.22 :1	-20.0
2 :1	-9.54
3 :1	-6.02
4 :1	-4.44
5 :1	-3.52
6 :1	-2.92
7 :1	-2.50
8 :1	-2.18
9 :1	-1.94
10 :1	-1.74

Tableau 3.1: Conversion entre VSWR et le coefficient de réflexion [62].

Comme sortie facile, seulement deux relations approximatives doivent être mémorisé :

- Le coefficient de réflexion -10 égale approximativement VSWR 2:1.
- Le coefficient de réflexion -6 égale approximativement VSWR 3:1.

Pour donner un exemple plus intuitif, le coefficient de réflexion et les VSWR de la même antenne sont illustrés sur la figure 3.10.

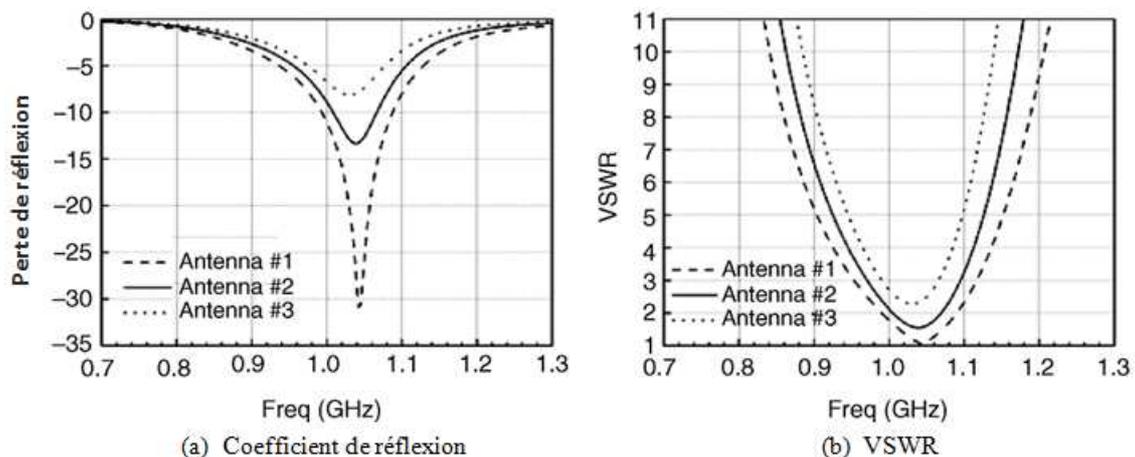


Figure 3.10 : Le coefficient de réflexion et VSWR [62].

Au niveau de Log Mag affichage. Ainsi les bandes et les largeurs des bandes de 2:1VSWR se lie à celui port est déterminées en observant l'intervalle des fréquences (Δf_r) au point de la fréquence de résonance pour laquelle la courbe de coefficient de réflexion présente ≤ -10 dB, La largeur de bande fractionnaire est calculée par $\Delta f_r / f_r$. Le contrôleur de position est alors placé à la chambre. L'analyseur remettre l'autre émission au domaine de

fréquence, et on appelle le logiciel de control pour la mesure de modèle est évoqué ce qui incite pour le début, l'arrêt et l'angle d'étape et le logiciel séquences les opérations [61]:

- a) Tourner l'AUT dans le plan horizontal par un angle d'étape indiquée.
- b) Mesure S_{21} à chaque étape de fréquence indiquée dans début et d'arrêt de l'intervalle de la fréquence.
- c) Saisir les données et tourner l'AUT par une étape d'angle pour couvrir le 360°.

3.5.3. Mesure le gain d'antenne

Le gain de l'AUT est mesuré dans la direction de vue d'alésage. La méthode de transfert de gain employant une antenne de référence de gain connu est utilisée pour déterminer le gain absolu de l'AUT. La procédure expérimentale d'installation et de mesure pour déterminer le gain est semblable à la configuration de mesure du rayonnement. Une antenne standard avec le gain connu GR fonctionnant dans la même bande que l'AUT est utilisée comme antenne de référence. Pour faites la mesures de S_{21} on utilise l'antenne de référence (comme récepteur) et antenne Horn à large bande comme émetteur est emmagasiné comme puissance de référence. Une calibration par la réponse (THRU RESPONSE) est exécutée pour la bande de fréquence d'intérêt et du nouveau positionnement sauvegardé de calibration. Ceci agit de la référence (0 dB) en tant que gain de réponse. L'antenne de référence est remplacée avec AUT, retenue de l'alignement physique, S_{21} a mesuré alors avec le nouveau calibre en circuit et la puissance reçue (Pr dB) est enregistrée. L'affichage sur l'analyseur de réseau indique la puissance relative en dB de l'AUT en ce qui concerne l'antenne de référence. Le gain Gr de l'AUT est calculé à partir des données enregistrées basées sur la formule de transmission de Friiss [62].

$$Gr(dB) = GR(dB) + Pr(dB) \quad (3-8)$$

3.5.4 Mesure passive d'une antenne à la chambre

Le meilleur environnement pour mesurer l'efficacité d'une antenne est dans l'espace libre, cependant, ce n'est pas pratique, ainsi la chambre anéchoïque a été présentée. "anéchoïque" que signifie rien a réfléchi du mur de la chambre. Dans une chambre anéchoïque idéale, toute onde électromagnétique propage à l'extérieur et rien n'est reflété en arrière, ce qui est effectivement produira dans l'espace libre. Une chambre anéchoïque est un métal qui protège la salle avec toutes les surfaces internes couvertes de matériel absorbant de rayonnement (RAM). La RAM peut absorber la plupart des ondes électromagnétiques incidentes. L'information détaillée de la technologie de chambre anéchoïque peut être trouvée en livres [61], Seulement la connaissance essentielle est présentée ici.

Montrées sur le schéma 3.11 sont comme suit une chambre rectangulaire et pyramidale. Les deux sont largement répandus dans l'industrie de mobile phone. Dans la plupart des chambres, l'antenne de transmission de Horn et le dispositif à l'essai sont situés le long de l'axe le plus long.

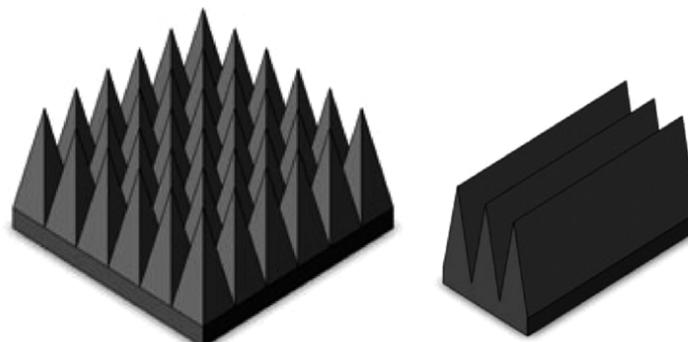
Dans la figure 3.11(a), le cône sur l'extrémité de la section conique est l'antenne Horn de transmission et l'antenne à l'essai est au centre de la section rectangulaire. La chambre rectangulaire est plus compacte que la chambre pyramidale et son coût de construction est moins. Cependant, sa gamme de fréquence fonctionnant est plus étroite et sa exécution électrique globale est également subordonné [62].



Figure 3.11 : Deux genres de chambres (reproduites avec la permission d'ETS-Lindgren Inc.)

La RAM est conçue pour absorber le rayonnement de l'incident RF, aussi efficacement que possible, d'autant de directions d'incidentes. Basé selon le principe de la physique, à une interface de deux diélectriques différents, une certaine partie d'une onde électromagnétique d'incident sera réfléctée et une partie d'elle traversera. Le coefficient de réflexion dépend de la différence entre les propriétés diélectriques de deux diélectriques. Plus la différence est grande, plus l'énergie là est plus réfléctée. Car le but entier de la RAM est d'absorber l'énergie d'incident au lieu de la refléter, nous devons réduire au minimum la différence entre deux diélectriques. Le diélectrique d'un côté est un air, qui a une constante diélectrique 1. De l'autre côté, le matériel absorbant est fait en mousse caoutchoutée, qui se compose de grande quantité d'air et sa constante diélectrique est de près de 1. Certains pourraient penser que l'absorbeur est fait de plastique ou caoutchouc plein, mais maintenant il est évident pourquoi il ne peut pas être.

Comme le montre la figure 3.12 ; deux absorbeurs généralement utilisés absorbeur pyramide et l'autre absorbeur de cale.



(a) Absorbeur pyramide

(b) Absorbeur de cale

Figure 3.12 Matériel absorbant de rayonnement (Reproduit avec la permission de la vision de micro-onde SA)

Pour une chambre anéchoïque normale, la réflexion du mur devrait être moins de -40 dB, ce qui est bien au-dessous du niveau de la réflexion d'une RAM plate. On forme la RAM dans une cale comme représenté sur le schéma 3.13, la plupart d'énergie reflétée rebondit dans la surface du cône ou de l'arête adjacente. Chaque fois que l'onde électromagnétique incident sur une interface, la majeure partie de l'énergie pénétrera dans la RAM et sera atténuée. Après plusieurs rebonds, seulement une petite partie de l'énergie incidente est réfléchie.

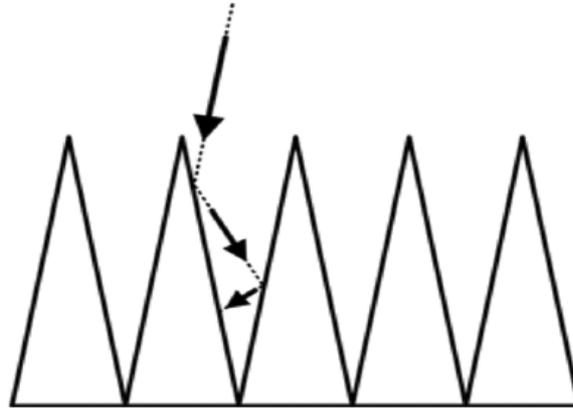


Figure 3.13 Comment un absorbeur fonctionne.

L'épaisseur, ce qui est du bout à la base, d'un absorbeur est décidé par la longueur d'onde de sa plus basse fréquence fonctionnant. Pour un absorbeur fonctionnant dans une fréquence aussi basse que 800MHz, la taille est autour de 30~40 centimètre. Naturellement, l'absorbeur le plus grand est toujours meilleur, mais il coûte également plus. Puisque l'absorbeur est dopé du carbone, sa couleur naturel est noir. Une couche de peinture bleue est pulvérisée sur la surface des absorbeurs pour légèrement augmenter leur réflexion.

Montrée sur la figure 3.14 c'est une chambre 3D. Sur une table de la rotation 3D, un montage de téléphone peut tourner dans le plan d'azimut et il peut également tourner autour lui-même. Une antenne Horn de dual-polarisation sert d'antenne de transmission. Un montage du téléphone installé sur une table de rotation, sert comme récepteur. Car le système est réciproque, ainsi la valeur mesurée devrait être identique si le téléphone sert d'émetteur et l'antenne Horn comme récepteur. Un analyseur de réseau qui mesure, la perte de transmission entre l'antenne Horn et le montage de téléphone, est au cœur du système de mesure [62].

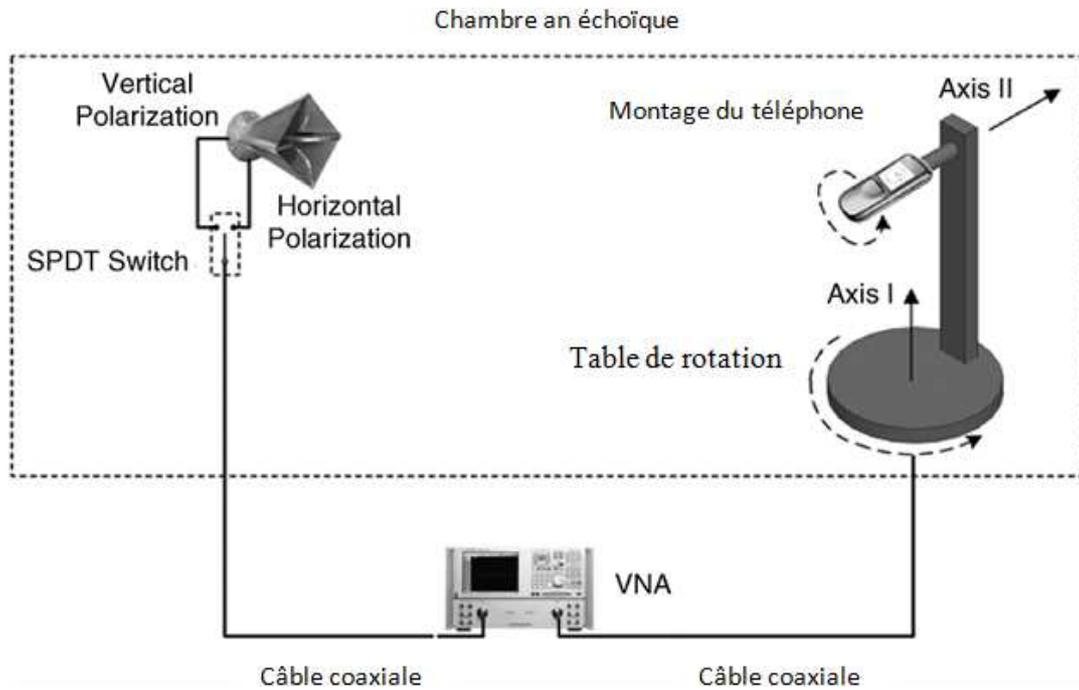


Figure 3.14 Schéma fonctionnel simplifié d'une installation d'essai 3D [62].

La définition des coordonnées dans une chambre 3D pourrait être très embrouillant. Pour la plupart des chambres 3D du champ lointain sur le marché, l'axe II est l'axe de Z, La rotation autour de l'axe I correspond à l'angle d'altitude θ et autour de l'axe II correspond à l'angle φ d'azimut. On mesurant un modèle de rayonnement 3D, la table de rotation tourne autour de l'axe I de 0 à 180° et le bras de rotation tourne autour de l'axe II entre 0 et 360°, La vitesse mobile de la table tournante et du bras tournant est tout à fait différente. On distribuant la plupart de mouvement à l'axe II, tout le temps de mesure peut être réduit au minimum. Dans une chambre 3D, la définition des polarisations d'une antenne Horn change également. Le champ vertical E correspond réellement à la polarisation horizontale et vice versa.

Montrée sur la figure 3.15 est la sphère conique de mesure du téléphone représenté sur la figure 3.14. L'étape mobile du schéma 3.15 est 15°. Pour chaque tour autour de l'axe II, le chemin de mesure est un plein cercle sur la sphère. Sur chaque cercle, il y a des endroits également distribués d'essai, À chaque endroit d'essai, les réponses d'antenne aux polarisations horizontales et verticales sont mesurées [62].



Figure 3.15 Sphère de la mesure 3D (Etape 15°) [62].

Une chambre 3D anéchoïque passive peut mesurer divers paramètres d'antenne, comme l'efficacité, gain, paramètre cristallographique, largeur de faisceau, et ainsi de suite. Tous ces paramètres sont déduits du même ensemble de tableaux de données mesurées. De tous les paramètres, l'efficacité est la plus importante pour une antenne cellulaire. La valeur d'efficacité inclut la contribution de la perte de disparité d'impédance, la perte de circuit, la perte conductrice et diélectrique de l'antenne et de la structure de téléphone. Sans compter le pourcentage (%) comme unité de l'efficacité, le dB est également largement utilisé.

Montrée dans le tableau 5.2 est la liste correspondance.

Efficacité d'antenne (%)	Efficacité d'antenne dB
25	-6
50	-3
~80	-1

Tableau 5.2 Conversion de l'efficacité entre pourcentage et dB.

Dans les affaires de téléphone cellulaire, le 50% ou -3 dB est l'étalon pour l'efficacité d'antenne. Quand un projet est accompli, l'antenne a une efficacité meilleur que -3dB à travers toutes les bandes.

Pour une antenne avec la crête connue de rayonnement, tu peux employer le logiciel de chambre pour diriger la crête vers l'antenne Horn d'essai. Le gain maximal de la plupart des antennes cellulaires est tout à fait faible, quel le moyen la largeur de faisceau du modèle est large, le quel signifie alternativement la mesure de gain n'est pas sensible à de légères variations de positionnement. Il y a une condition préalable en utilisant la méthode de gain pour substituer des mesures d'efficacité, ce qui est que les modèles normaux de tous les échantillons d'antenne doivent être conformés. Si un téléphone a le raccordement intermittent entre les objets en métal, les modèles de rayonnement pourraient changer entre les essais. Dans de telles circonstances, la mesure d'efficacité peut être la seule méthode fiable.

3.5.5. Mesure active d'une antenne

Dans une mesure passive d'antenne, une antenne est isolée dans le système actif, ce qui nous donne un environnement propre à la conception, corriger et optimiser l'antenne. La mesure passive est un essai de niveau composant. L'essai actif d'antenne, ce qui est souvent référé comme excédent l'essai de performance dans l'air OTA (Over the Air Performance Testing). Les essais d'OTA déterminent comment un réseau spécifique influencera l'exécution de connectivité d'un combiné mobile. Les essais réduisent la nécessité d'exécuter des essais sur le terrain pour la connectivité et de permettre également à des opérateurs d'évaluer rapidement de nouveaux produits [63].

3.5.5.1. Mesure d'EIRP, ERP et TRP

La puissance rayonnée isotrope efficace EIRP (Effective Isotropic radiated power), puissance rayonnée efficace ERP (Effective radiated power), et se monter à la puissance

rayonnée TRP (Total radiated power) sont tous les paramètres employés pour évaluer une exécution de téléphone cellulaire comme émetteur. L'unité normalement utilisée est dBm, ce qui est une abréviation pour le rapport de puissance en décibels (dB) de la puissance mesurée référencée à un milliwatt.

Montrée sur le schéma 3.16 est une illustration d'EIRP. Supposant qu'il y a 0 dBm des signaux rayonnés d'une antenne isotrope et elle transmet à l'extérieur dans un espace libre idéal. Évidemment, la prétention isotrope est théorique. À une distance donnée R, le signal reçu théorique de l'antenne isotrope est X dBm. Remplacer maintenant l'antenne isotrope avec un téléphone, si la puissance du signal reçu augmente par 3dB, l'EIRP du téléphone à cette direction angulaire est 3dB au-dessus de 0 dBm, ce qui égale 3 dBm. L'EIRP est une mesure relative, ainsi n'importe ce que est la distance R, l'EIRP d'un téléphone est toujours identique [62].

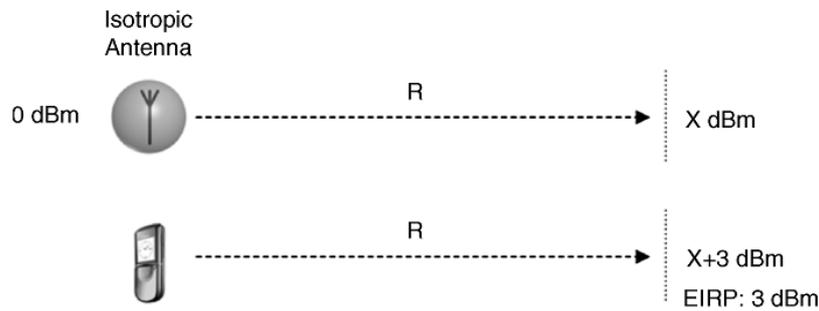


Figure.3.16: Illustration d'EIRP [62].

La relation entre la crête d'un dispositif EIRP, puissance conductrice et gain peut être écrite comme :

$$EIRP_{peak} (dBm) = P_{cond} (dBm) + Gain(dB) \quad (3-9)$$

La puissance conductrice est la puissance disponible au connecteur de commutateur. Basé seulement sur la crête EIRP d'un téléphone.

ERP est le plus ou moins même qu'EIRP, excepte qu'il emploie un dipôle de moitié-longueur d'onde comme antenne de référence au lieu d'isotrope. ERP est numériquement le 2.14 dB, ce qui est la valeur de gain d'une antenne de dipôle.

Aujourd'hui, le paramètre le plus fréquemment utilisé pour l'émetteur d'évaluation n'est ni ERP ni EIRP, c'est TRP (total radiated power). Le TRP représente combien de puissance un téléphone rayonne dans l'espace libre. C'est l'intégrale de l'EIRP au-dessus de la superficie d'un hémisphère. Là où $EIRP_{\theta}$ et $EIRP_{\phi}$ sont des polarisations de θ et de ϕ d'EIRP. La polarisation de θ s'appelle également la polarisation verticale et le ϕ s'appelle la polarisation horizontale. Dans la réalité, TRP est calculé à partir des données discrètes de mesure. le TRP peuvent être écrits comme :

$$TRP \approx \frac{\pi}{2NM} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=0}^{M-1} [EIRP_{\theta}(\theta_i, \phi_j) + EIRP_{\phi}(\theta_i, \phi_j)] \sin(\theta_i) \quad (3-10)$$

Sans compter que la formule intégrale, il y a une manière plus intuitive de définir TRP :

$$TRP = P_{cond} (dBm) + \text{efficacité}(dB) \quad (3-11)$$

L'unité de TRP ici est dBm. La différence entre la puissance conductrice et TRP est l'efficacité d'antenne. TRP est toujours inférieur à la puissance conductrice.

Montrée sur le schéma 3.17 est une installation d'essai de TRP. Dans un essai de TRP, un téléphone est installé sur la table de la rotation 3D sans n'importe quel câble joint. Un simulateur de station de base, ce qui peut établir un raccordement de phase avec le téléphone et a placé le téléphone à la puissance de transmission maximum, est relié à une antenne de lien près du téléphone. L'équipement qui continue la mesure réelle de puissance est un analyseur de spectre. La puissance des champs verticaux et horizontaux de polarisation est mesurée en commutant un commutateur de SPDT. Dans cette installation, la position de l'antenne de lien et de la puissance de transmission du simulateur de station de base n'est pas importante, aussi longtemps qu'ils peuvent maintenir le lien sans fil relié pendant les essais.

Car la plupart des téléphones sont polarisée linéaire, une antenne polarisée circulaire de spirale de notation est utilisée comme antenne de lien dans la configuration d'essai représentée sur le schéma 3.17. Si une antenne polarisée linéaire est utilisée comme antenne de lien, le raccordement pourrait se casser quand le téléphone sous l'essai et l'antenne de lien croix-sont polarisés.

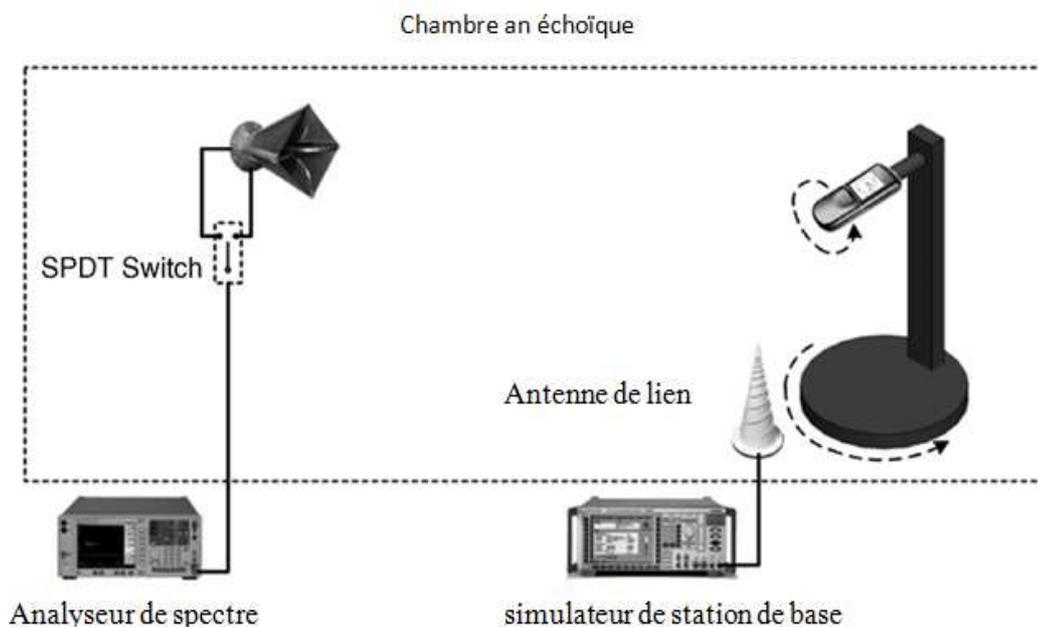


figure.3.17 : Schéma fonctionnel simplifié d'une installation d'essai de TRP

Les équations (3-9) et (3-11), il est clair que la relation entre une crête EIRP et un TRP soit analogue à celle entre le gain et l'efficacité. De même, quand le facteur de la forme d'un téléphone et la forme de son antenne ont été déterminés, la crête EIRP et les TRP sont fortement corrélées. Cependant, le TRP exige une pleine mesure 3D et un EIRP peut être

obtenu par une mesure simple de point. Le gain maximal de la plupart d'antenne cellulaire est tout à fait faible, qui signifie la largeur de faisceau du modèle est large, qui signifie alternativement que la mesure d'EIRP n'est pas sensible à la légère variation de positionnement.

3.5.5.2. Mesure d'EIS et TIS

La sensibilité isotrope efficace EIS (Effective isotropic sensitivity) ; La sensibilité isotrope totale (TIS) sont deux paramètres employés pour évaluer une exécution de téléphone cellulaire comme récepteur. EIS et TIS sont analogues à EIRP et à TRP. La méthode d'essai d'EIS est semblable à la méthode d'EIRP, parce que la mesure de référence de gamme est employée pour corriger l'exécution inconnue d'un dispositif de nouveau aux valeurs relatives cela d'un récepteur isotrope théorique. Dans ce cas-ci, la valeur de correction excentre chaque mesure de niveau de sensibilité de nouveau au niveau équivalent de sensibilité d'un récepteur isotrope théorique exposé à une vague isotrope entrante avec la même grandeur.

Supposer qu'aucune interférence n'a été présentée dans le lien de récepteur, la relation entre la crête EIS d'un dispositif, la sensibilité conductrice et le gain peuvent être écrits comme :

$$EIS_{peak} (dBm) = Sensibilité_{cond} (dBm) - Gain (dB) \quad (3.12)$$

la sensibilité, une valeur plus faible est meilleure. Il signifie qu'un récepteur peut détecter un signal plus faible. Par exemple, un récepteur de sensibilité du -105 dBm est 10 dB plus sensible que -95 dBm. Quand un récepteur de sensibilité conductrice du -95 dBm est relié à une antenne de gain du 5 dB, la sensibilité de système global est améliorée par 5 dB au -100 dBm.

Pour détermine la TIS en intégrant EIS à travers toute la surface sphérique, en réalité, TIS est calculé à partir des données discrètes de mesure. Pour une sphère complète mesurée avec des intervalles de thêta de N et des intervalles de phi de M, tous les deux avec même l'espacement angulaire, le TIS peuvent être écrits comme :

$$TIS \approx \frac{2NM}{\pi \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=0}^{M-1} \left[\frac{1}{EIS_{\theta}(\theta_i, \phi_j)} + \frac{1}{EIS_{\phi}(\theta_i, \phi_j)} \right] \sin(\theta_i)} \quad (3-13)$$

Là où EIS_{θ} et EIS_{ϕ} sont des composants de thêta et de phi d'EIS. Car une plus petite valeur est plus significative du point de vue de sensibilité, elle devrait contribuer plus au résultat final de TIS.

Dans le plan d'essai, l'étape angulaire d'un essai de TIS est 30°. Le récepteur détermine avec N=6 et M=12, ceci signifie que seulement 5 coupes de thêta et 12 coupes de phi, ou 60 mesures dans chaque polarisation, doivent être prises. La raison pour l'usage de 30° car les essais de TIS prend des heures. En faire un essai d'EIS, il est souhaitable de maintenir le

raccordement pendant l'essai entier. Le simulateur de station de base doit graduellement composer en bas de son niveau de puissance d'un 30 dB du niveau de puissance plus haut que la valeur prévu de TIS. Le niveau de puissance ne peut pas être diminué trop rapidement, autrement le raccordement pourrait se casser. Dire si une chambre fait un essai de TRP ou un essai de TIS est une tâche indérégable. La majeure partie du temps pendant un essai de TIS, la table de rotation semble être coincée en position fixe.

3.6. Conclusion

La caractérisation expérimentale peut s'avérer être une solution pour pallier aux limites des simulateurs. En l'occurrence, elle nous sert de complément pour valider les approximations effectuées en simulation. La problématique expérimentale associée à cette étude s'est avérée relativement complexe. En effet, les mesures réalisées ont mis en évidence plusieurs contraintes techniques liées aux méthodes de mesure utilisée. La maîtrise d'utilisation des appareils de mesure en hyperfréquence de façon non intégrée s'est avérée très délicate. Le détail des problèmes rencontrés et des solutions mises en œuvres pour mesure des paramètres d'antenne est détaillé dans se chapitre.

L'analyseur de réseaux permet de faire des mesures pour des fréquences allant jusqu'à 50 GHz. Pour une antenne, il permet de savoir si elle est adaptée, de connaître sa bande passante et le gain et mesure les paramètres S ou de réaliser certaines études qualitatives de transmission.

CHAPITRE 4

UTILISATION DES MATERIAUX
DIELECTRIQUE POUR LA CONCEPTION
D'ANTENNE

4.1. Introduction

Suite à plusieurs travaux [64, 65] réalisés au laboratoire d'instrumentation scientifique sur les matériaux composites, Ces constituant sont réalisés avec plusieurs séries de matériaux composites (titanate de baryum, titanate de calcium, titanate de magnésium et les oxydes), sous forme de mélanges binaire et ternaire et afin de voir la possibilité d'application ces matériaux pour la réalisation d'antenne.

La modélisation numérique en éléments finis d'une antenne compacte nécessite un volume de calcul dont les plus grandes dimensions (limite de finesse de résolution du maillage de certains logiciels, par exemple HFSS) [66]. L'objectif de ce chapitre est la conception des antennes (microruban, DRA, PIFA) sur un substrat à base de matériaux composites (oxyde de titanate) et l'optimisation de ces paramètres (fréquence de résonance, bande passante, gain total, efficacité de rayonnement) par simulations électromagnétique 3D avec le logiciel HFSS en éléments finis. Elle conduit à l'identification de l'influence des matériaux composites à la limite de miniaturisation des antennes imprimées.

4.2. Présentation des résultats sur les mélanges

Pour cette première partie, nous avons étudié plusieurs séries d'échantillon à base de résine époxyde, $BaTiO_3$ et $CaTiO_3$ réalisé par [64]. L'objectif est de voir le comportement diélectrique d'un mélange à deux phases de titanates pour le comparer par la suite avec celui d'un mélange à une seule phase de titanate associé à un Oxyde, et ceci pour différentes concentrations. On commence par l'étude du cas purement binaire (résine et titanate) puis on passe au cas ternaire (résine, $BaTiO_3$ et $CaTiO_3$). Ou les hauteurs montrent que les variations de ϵ_s ainsi que σ_s varient lentement avec la concentration et le comportement du mélange binaire RE/TBA qui répond à une loi Wiener inférieure pour l'intervalle de fraction volumique 0–30% de titanate de baryum. Le facteur de forme pour ce mélange BL varie autour de l'unité que confirme la validité de la loi modifiée de Lichtenecker pour le système binaire [64,65].

A ce propos, ils ont constaté une valeur minimum $BL = 0,856$ pour la fraction volumique de la charge de 15% et une valeur maximum $BL = 1,175$ pour 20%, pourtant la valeur théorique doit correspondre à 18% avec une composition 72.18 (0.72 de résine et 0.18 pour le titanate de baryum).

D'autre part pour le mélange RE/TCA, on trouve aussi un bon accord avec la modélisation des lois sous un comportement Wiener inférieur pour la plage de 0% à 13 % de fraction volumique de titanate de calcium, malgré qu'apparaisse un comportement Wiener supérieur pour l'intervalle de 13% à 30 %. Cette anomalie de la constante statique ϵ_s montrée dans [64] pour la composition (70.30) s'identifie à une évolution de type sigmoïde avec un changement dans la pente sur 13% de TCA correspondent à la transition Wiener inférieur - Wiener supérieur. Dans cette région qui correspond à la valeur de fraction volumique de 15 % de titanate de calcium, on obtient un minimum $CL=0,955$ pour le facteur de forme du mélange binaire. En ce qui concerne les facteurs de forme ternaire AL, et les binaires BL et CL définis dans la loi de modélisation modifiée de Lichtenecker, il faut constater que les trois

présentent des valeurs extrêmes autour d'une proportion de 82 % de résine époxyde, Il faut constater que pour une grande concentration de titanates (TBA + TCA) dans le mélange apparaît des plus fortes déviations entre la valeur théoriques et les expérimentales. On peut dire que d'après ces travaux que les mélanges des matériaux peuvent nous donner des paramètres exploitations pour la réalisation des antennes.

4.3. Comportement des matériaux composites sur une large bande de fréquence

La méthode de fabrication des matériaux composites (polymère/titanates poly cristallins), concerne également un bi-constituants, la matrice de base est une résine polyester qui servira de liant et que l'on chargera par différents titanates. On présentera les résultats de mesures du permittivité obtenus sur une très grand bande de fréquence et de fraction volumique des constituants. La connaissance des variations de la permittivité complexe doit permettre à partir d'une modélisation du matériau, pour un ensemble de taux de charges, de déterminer une composition répondant à des exigences électromagnétiques définies a priori.

4.3.1. Résultats expérimentaux obtenus avec les quatre composites (polyester/ $BaTiO_3$, polyester/ $CaTiO_3$, polyester/ $SrTiO_3$, et polyester/ $MgTiO_3$)

Ce qui nous intéresse dans ces travaux ces les comportements des quatre composites en fréquences de ces matériaux. Nous donnons sur les figures 4.1, 4.2, 4.3 et 4.4 les variations de la partie réelle et de la partie imaginaire de la permittivité en fonction de la fréquence et du taux de charges en volume respectivement pour le $BaTiO_3$, $CaTiO_3$, $SrTiO_3$, $MgTiO_3$ [65].

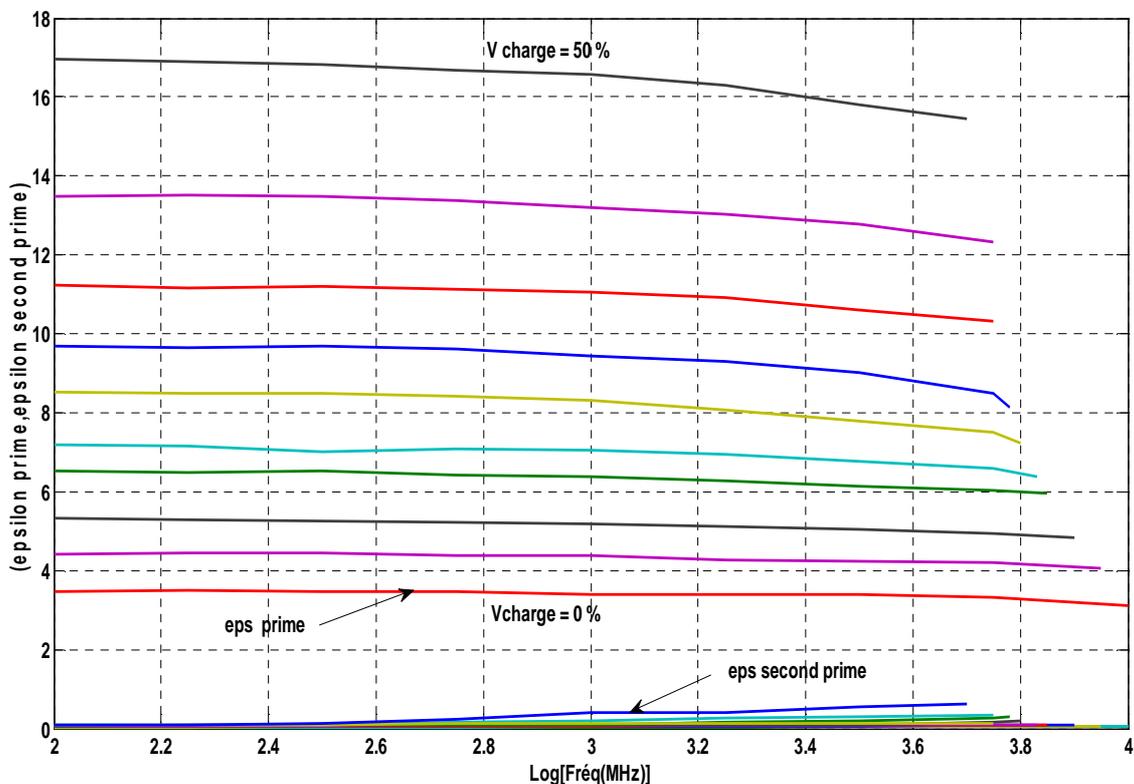


Figure 4.1: Variations de (ϵ', ϵ'') en fonction du taux de charges pour le polyester $BaTiO_3$.

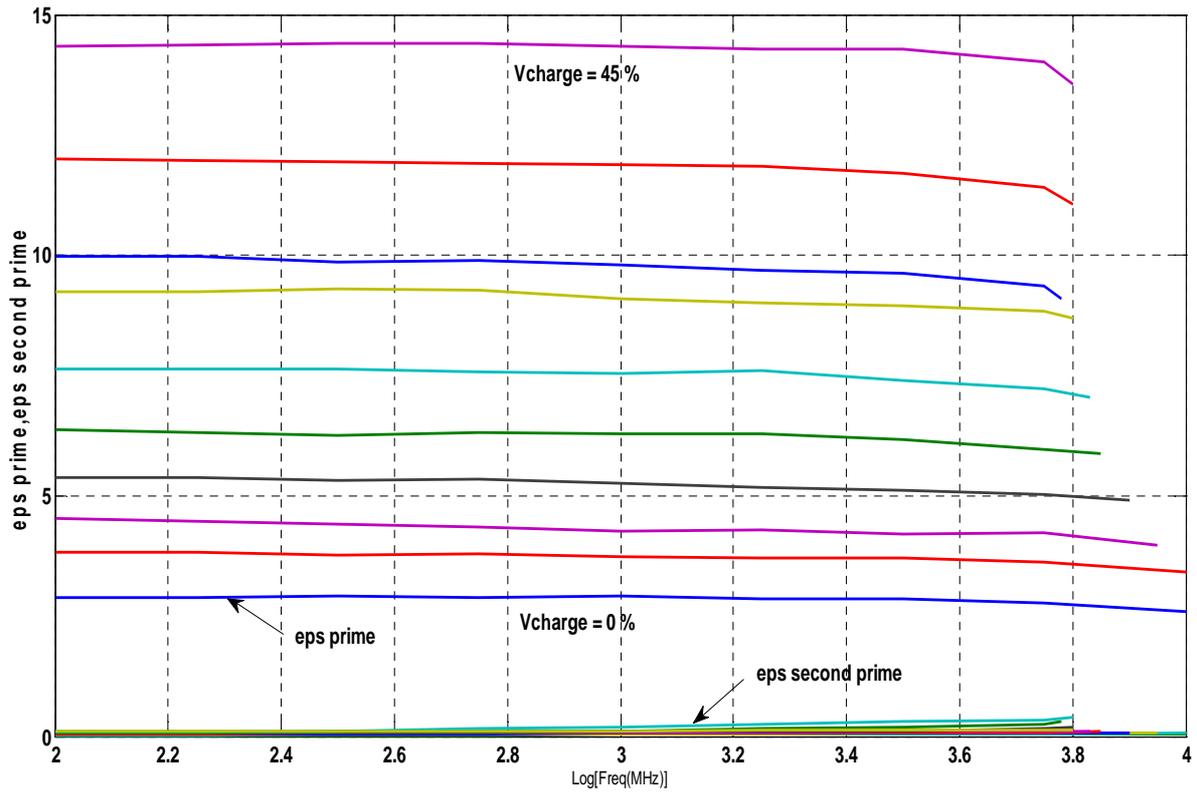


Figure 4.2: Variations de (ϵ', ϵ'') en fonction du taux de charges pour le polyester SrTiO₃.

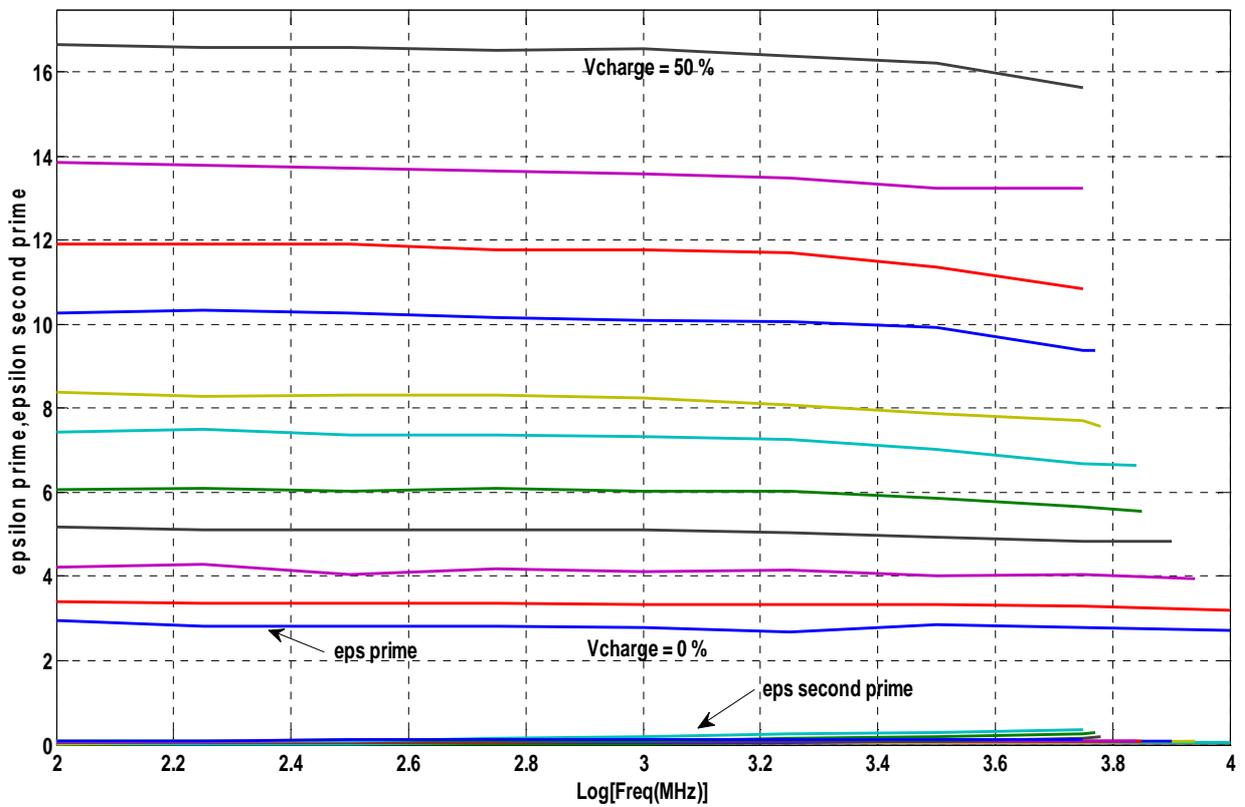


Figure 4.3 : Variations de (ϵ', ϵ'') en fonction du taux de charges pour le polyester CaTiO₃.

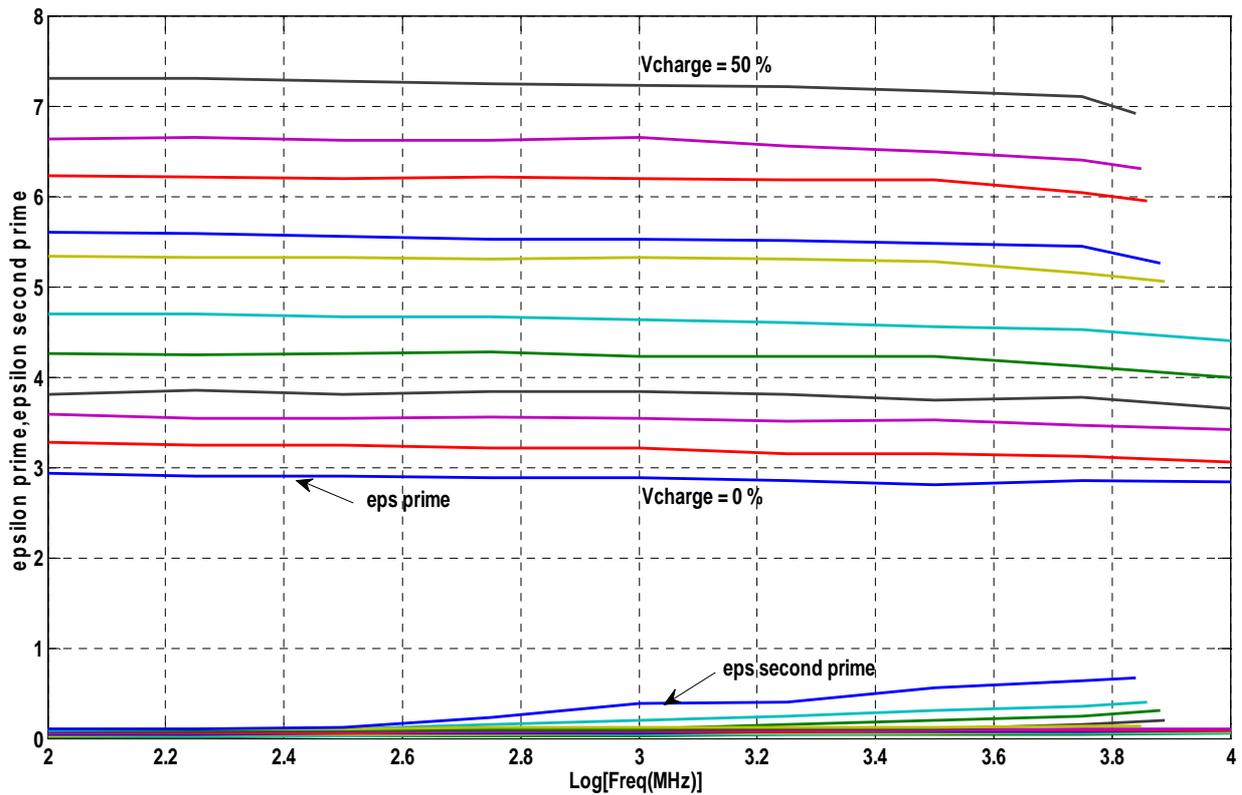


Figure 4.4 : Variations de (ϵ' , ϵ'') en fonction du taux de charges pour le polyester $MgTiO_3$.

Toutes les variations que nous avons présentées, sont des résultats expérimentaux bruts.

4.3.2. Mélange Résine, $BaTiO_3$ et MgO [RE, BT, MgO]

Les différentes réponses fréquentielles de la permittivité pour la série des composites TBa – MgO – Epoxyde sont représentées par le tableau 4.1 et la figure 4.5 suivant.[64]

[RE.BT.MgO]	ϵ'					ϵ''				
	1GHz	2GHz	3GHz	4GHz	5GHz	1GHz	2GHz	3GHz	4GHz	5GHz
(40-10-50)	6.08	5.99	6.04	6.13	6.18	0.012	0.008	0.002	0.009	0.012
(30-20-50)	3.56	3.49	3.56	3.60	3.60	0.017	0.010	0.008	0.007	0.003
(20-30-50)	3.03	3.03	3.04	3.09	3.12	0.06	0.04	0.01	0.008	0.011
(10-40-50)	3.94	3.8	3.97	3.98	4.07	0.08	0.015	0.002	0.08	0.01
(00-50-50)	4.82	4.77	4.86	4.95	5.01	0.014	0.019	0.012	0.010	0.012

Tableau 4.1 : Composantes réelle et imaginaire de la permittivité diélectrique du composite [RE.BT.MgO][64].

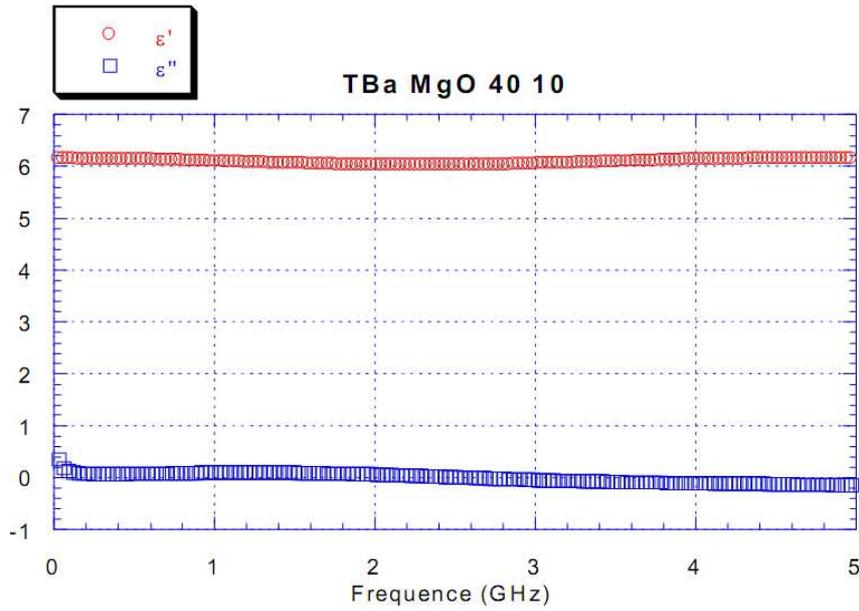


Figure 4.5: Composantes réelle et imaginaire de la permittivité diélectrique du composite TBa-MgO-Epoxyde à (40 / 10 / 50) % [64].

4.4. Simulations des antennes réalisées avec Ansoft-HFSS

Nous avons simulé les antennes imprimées à base de matériau composite à l'aide du logiciel Ansoft-HFSS (High Frequency Structure Simulator) [66]. Il s'agit d'un puissant logiciel de simulation qui permet de représenter la distribution des champs et de calculer les paramètres S_{ij} des structures hyperfréquences passives. La technique de simulation utilisée afin de calculer le champ électromagnétique tridimensionnel à l'intérieur d'une structure est basée sur la méthode des éléments finis (FEM) [67]. Le principe de la méthode utilisée consiste à diviser l'espace d'étude en un grand nombre de petites régions (tétraèdres), puis à calculer localement le champ électromagnétique dans chaque élément. Les champs locaux \vec{E} et \vec{H} sont calculés dans chaque tétraèdre à partir des équations suivantes:

$$\vec{\nabla} \wedge \frac{1}{\mu_r} \vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r}) - K_0^2 \epsilon_r \vec{E}(\vec{r}) = \vec{0} \quad 4.1$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = -\frac{1}{j\omega\mu_r} \vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r}) \quad 4.2$$

ϵ_r et μ_r sont respectivement la permittivité et la perméabilité relative, $K_0 = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ est le vecteur d'onde dans le vide, $\omega = 2\pi f$ est la pulsation angulaire de la fréquence d'excitation f .

HFSS utilise une méthode d'interpolation combinée avec un processus itératif dans lequel un maillage est créé et automatiquement redéfini dans les régions critiques [68]. Le simulateur génère une solution basée sur le maillage initial prédéfini. Ensuite, Il affine le maillage dans les régions où il existe une haute densité d'erreurs, et génère une nouvelle solution.

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

- division de la structure en un nombre fini d'éléments ;
- excitation de chaque port de la structure avec une onde se propagent le long d'une structure guide d'onde uniforme ou d'une ligne de transmission qui possède la même section que le port ;
- calcul de la configuration totale du champ électromagnétique à l'intérieur de la structure ;
- calcul des matrices S_{ij} généralisées à partir des puissances réfléchié et transmise.

Le port numérique permettant de générer l'onde incidente a été défini comme étant la section verticale à l'entrée du micro-ruban d'alimentation [68]. Il a été paramétré afin de faire propager le mode désiré dans le guide. L'antenne simulée est placée à l'intérieur d'un domaine possédant des conditions aux limites absorbantes. Ces conditions numériques permettent d'éviter toute réflexion des ondes générées sur les bords du domaine défini comme étant du vide. Le coefficient de réflexion est calculé au niveau du plan de création de l'onde incidente (paramètre S_{11}) et donc en entrée du guide d'alimentation de l'antenne.

4.5 Simulation des modèles d'antennes microruban avec des matériaux composites (oxyde titanate)

4.5.1. Antenne patch rectangulaire

On utilisant les matériaux composites polyester-BaTiO₃ [64,65] comme matériaux du substrat pour la conception d'antenne patch rectangulaire, les résultats de simulation obtenue sont représentés dans les paragraphes suivant.

4.5.1.1. Antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale

Avec le composite du taux de charge (0 %) de BaTiO₃ : $\epsilon_r = 2.5$, $\tan \delta = 0.002$, ce composite utilisé comme substrat pour la conception d'antenne. On obtient par simulation les dimensions d'une antenne patch rectangulaire, ainsi que la surface du substrat ou le plan de masse, les dimensions optimales sont représenté dans le tableau suivant.

	X	y	Z
Substrat	8.2 cm	7 cm	2 mm
patch	4.84 cm	4.05 cm	0.36 mm

Tableau 4.2 : Paramètres de l'antenne simulée.

Elles ont été optimisées à l'aide du logiciel HFSS-Ansoft [66] pour avoir un coefficient de réflexion minimum à l'entrée de l'antenne au voisinage de $f_r = 2.22 \text{ GHz}$. ses dimensions du patch et substrat seront des paramètres que nous ferons varier.

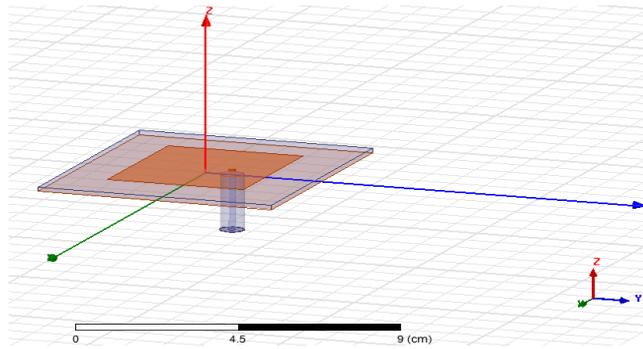


Figure 4.6 : Antenne patch rectangulaire alimentée par un câble coaxial.

Dans la figure 4.7 le minimum du coefficient de réflexion (S_{11}) définit la fréquence de résonance de l'antenne et sa bande passante à -10dB (ROS<2), La fréquence de résonance de l'antenne considérée ($f_r = 2.22\text{GHz}$) offre une largeur de bande de $BP = 30\text{MHz}$ (2.2-2.24 GHz) ou le coefficient de réflexion $S_{11} = -10$ dB, gain total $G_t = 7.15$ dB et une efficacité de rayonnement $\eta = 93\%$.

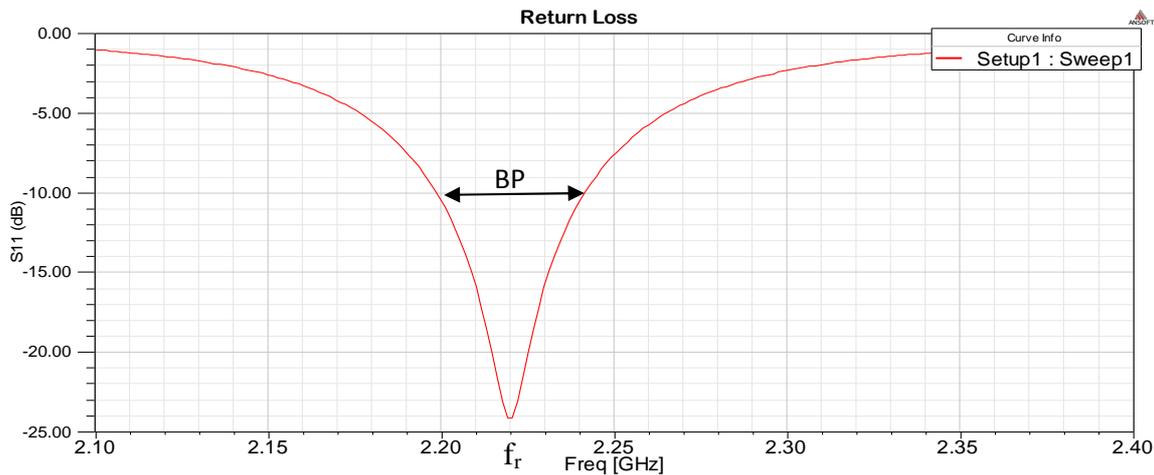


Figure 4.7: Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale ($f_r = 2.22\text{GHz}$).

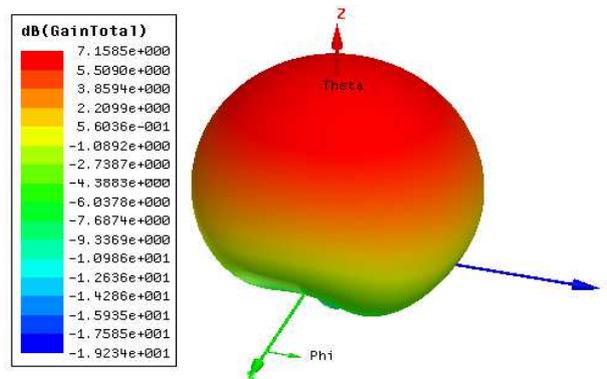


Figure 4.8: Gain total de l'antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.

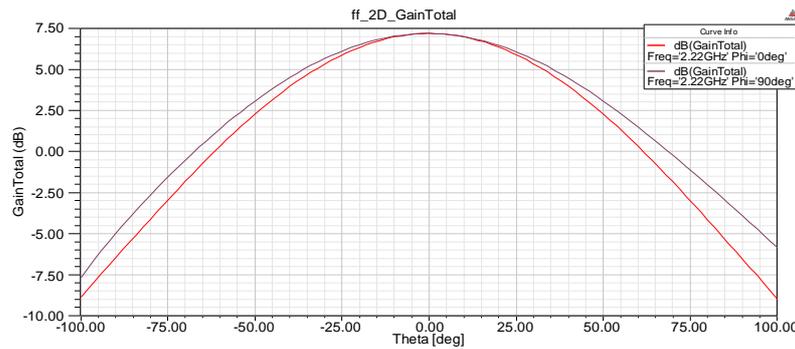


Figure 4.9: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.

La figure 4.10 représente l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour le modèle décrit dans la figure 4.6.

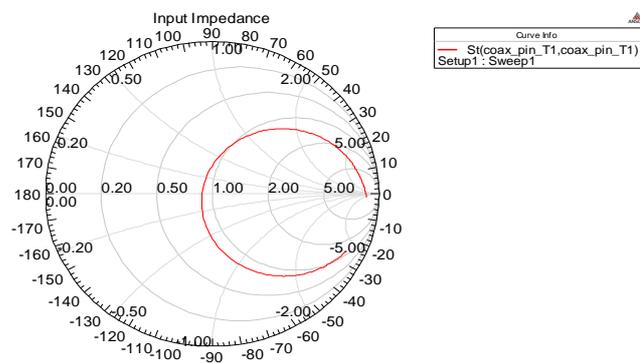


Figure 4.10 : Impédance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.

En effet, Pozar a démontré que généralement la fréquence de résonance d'une antenne microruban tend à augmenter à mesure que l'épaisseur de la cavité diminue [69]. Dans notre modèle nous avons augmenté l'épaisseur du substrat jusqu'à $h=3\text{mm}$, puis on optimise les dimensions de l'antenne, les paramètres obtenus par simulation sont représentés dans les figures 4.11 et 4.12 où: la fréquence de résonance $f_r=2.45\text{GHz}$, la bande passante $BP = 45\text{MHz}$, gain total $G_t = 5.6\text{dB}$ et l'efficacité de rayonnement $\eta = 97\%$.

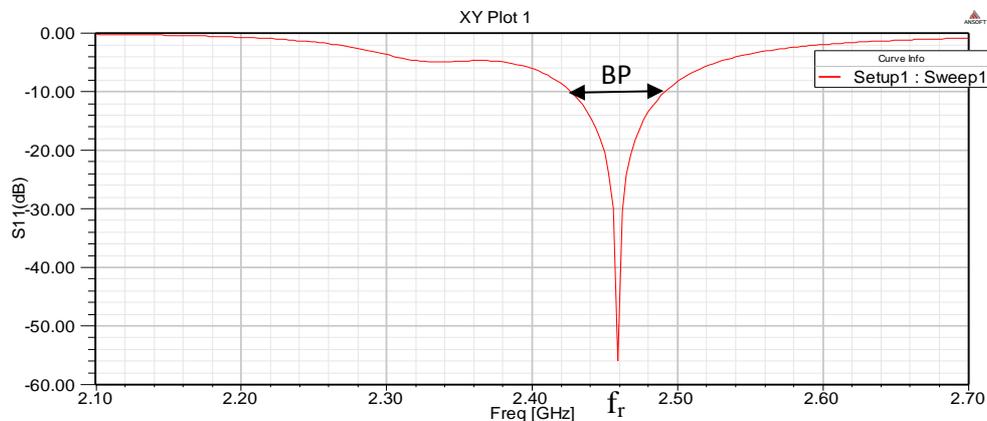


Figure 4.11: Coefficient de réflexion S_{11} d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale ($f_r=2.45\text{GHz}$).

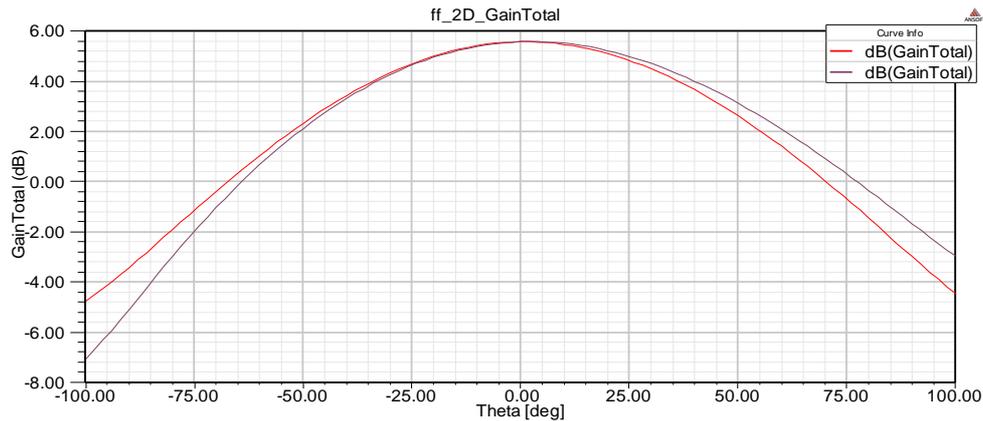


Figure 4.12: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.

La figure 4.13 représente l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour le modèle décrit dans la figure 4.6 avec une épaisseur du substrat $h=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=4.5$.

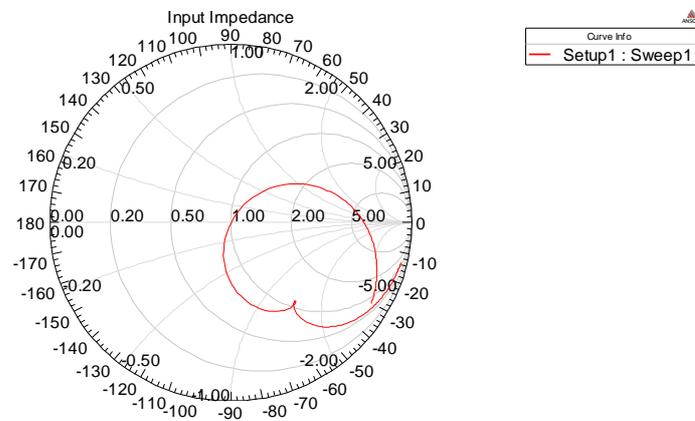


Figure 4.13 : Impédance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.

4.5.1.2. Antenne patch rectangulaire alimenté par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban

le matériau composite polyester- BaTiO_3 avec un taux de charge de 10% de BaTiO_3 d'après la figure 4.1 qui donne une permittivité $\epsilon_r = 4.25$ et perte diélectrique $\tan \delta = 0.0018$, ce matériau est utilisé comme un substrat pour la conception d'antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban, les dimensions de l'antenne obtenue par simulation sont ils représentés dans le tableau ci-dessous :

	Largeur x	Longueur y	Hauteur z
substrat	6.7 cm	12.5 cm	2 mm
patch	4.225 cm	2.8 cm	0.36 mm
Ligne microruban	3.76 mm	2.769 cm	0.36 mm
Ligne microruban quart d'onde	1.1 mm	1.745 cm	0.36 mm

Tableau 4.3: Paramètres de l'antenne simulée.

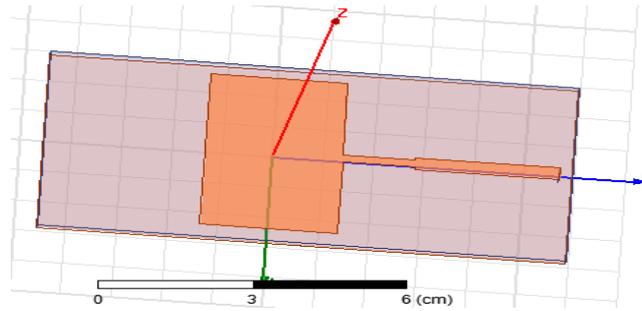


Figure 4.14: Antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.

Les résultats présentés ci-dessous (figure 4.15, 4.16) sont issus de la simulation. L'antenne considérée qui a une fréquence de résonance $f_r = 2.45\text{GHz}$ offre une bande étroite de largeur $BP = 90\text{MHz}$ ($2.43\text{-}2.47\text{GHz}$) où le coefficient de réflexion $S_{11} = -10\text{dB}$, un gain total $G_t = 6.21\text{dB}$ et une efficacité de rayonnement $\eta = 93\%$.

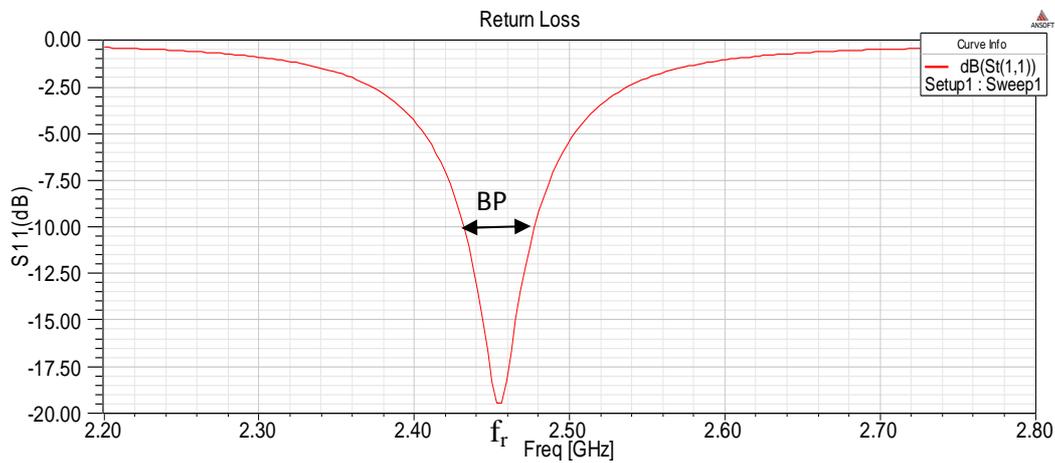


Figure 4.15: Coefficient de réflexion S_{11} d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde ($f_r = 2.45\text{GHz}$).

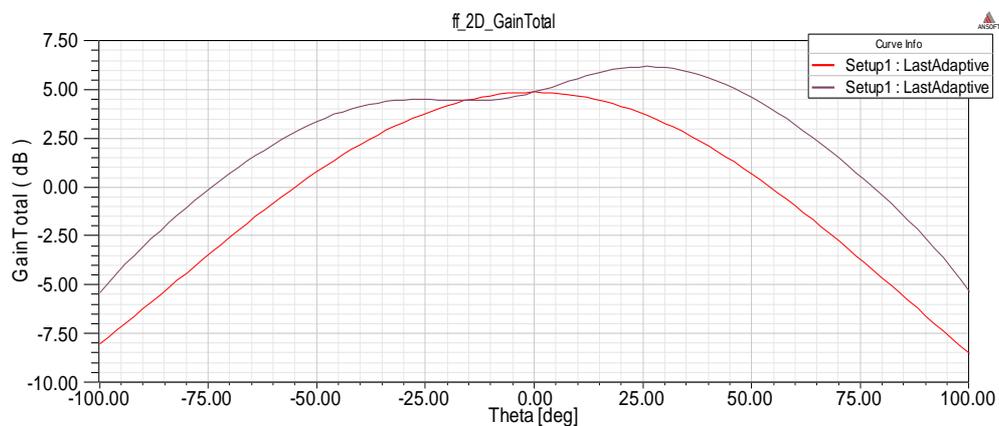


Figure 4.16: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.

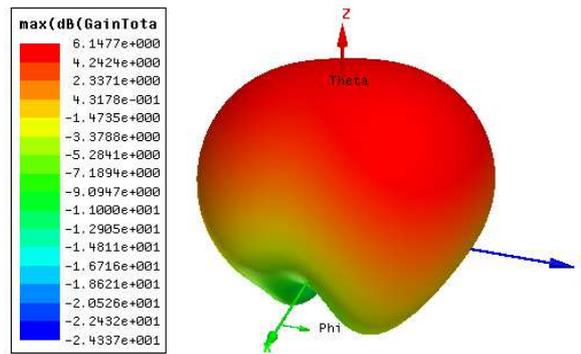


Figure 4.17: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.

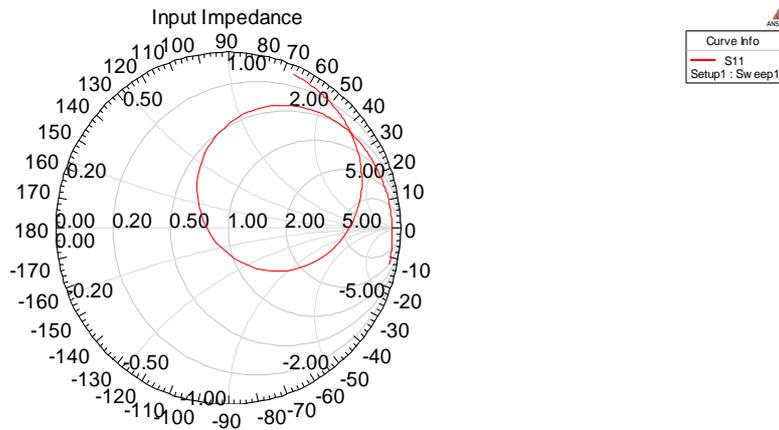


Figure 4.18 : Impédance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.

Lorsqu'on fait une diminution de La longueur du substrat du modèle décrit dans la figure 4.14, On observe un changement de la directivité de l'antenne et une diminution du coefficient de réflexion S_{11} , qui représente l'effet des dimensions du substrat et de plan de masse.

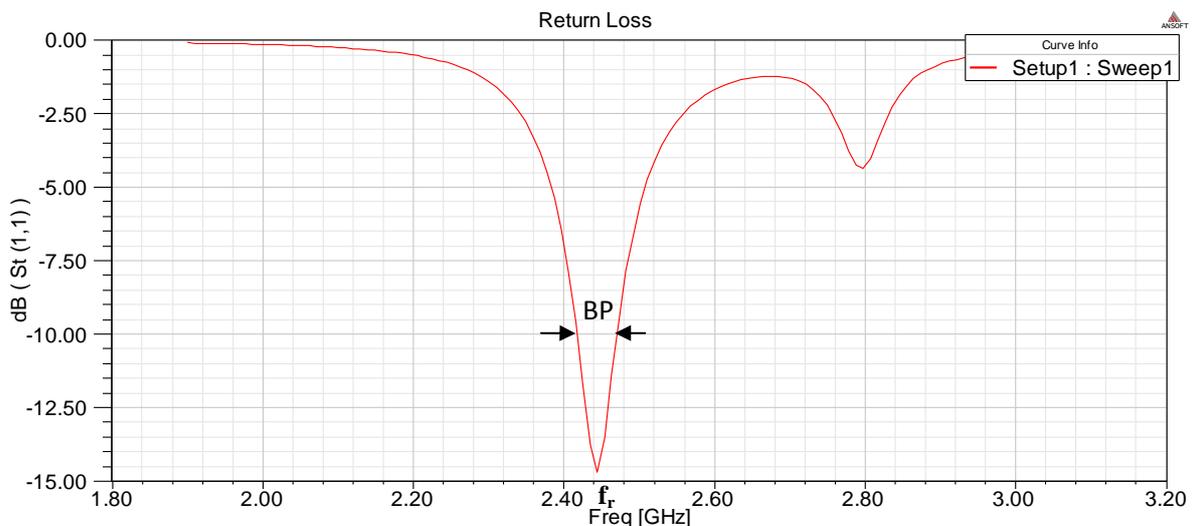


Figure 4.19: Coefficient de réflexion S_{11} d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.

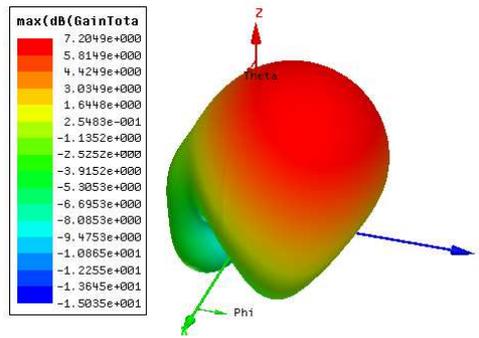


Figure 4.20 : Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.

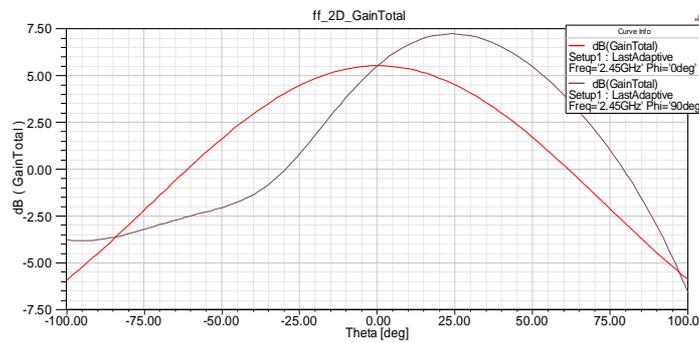


Figure 4.21: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.

4.5.1.3. Antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban avec des encoches

Le matériau composite de mélange binaire RE/TBA d'après les résultats illustré dans la figure 4.2 avec un taux de charge (20%) de $BaTiO_3$ qui donne une permittivité $\epsilon_r = 4.5$, perte diélectrique $\tan \delta = 0.001$ et conductivité $\sigma = 6.10^{-3}(\Omega m)^{-1}$, ce matériau est utilisé comme un substrat pour la conception d'antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban avec des encoches, on met les encoches pour améliorer l'adaptation de l'antenne patch. Les paramètres obtenus par simulation sont représenté dans les figures (4.23 et 4.24), la fréquence de résonance $f_r = 2.46 GHz$ offre une largeur de bande de 40 MHz (2.44 GHz-2.48 GHz) où le coefficient de réflexion $S_{11} = -10 dB$, un gain total $G_t = 6.37dB$ et une efficacité de rayonnement $\eta = 96\%$. les dimensions de l'antenne obtenue par simulation sont représentés dans le tableau ci-dessous :

	Largeur x	Longueur y	Epaisseur z
patch	3.7 cm	2.8 cm	0.36 mm
substrat	6 cm	6 cm	2 mm
encoche	1.88 mm	9.64 mm	-
Ligne microruban	3.76 mm	2.827 cm	0.36 mm

Tableau 4.4: Paramètres de l'antenne simulée.

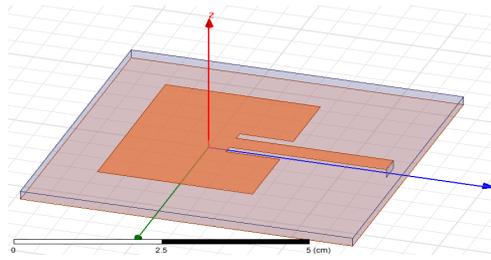


Figure 4.22 : Antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban avec des encoches (Inset feed rectangular patch antenna).

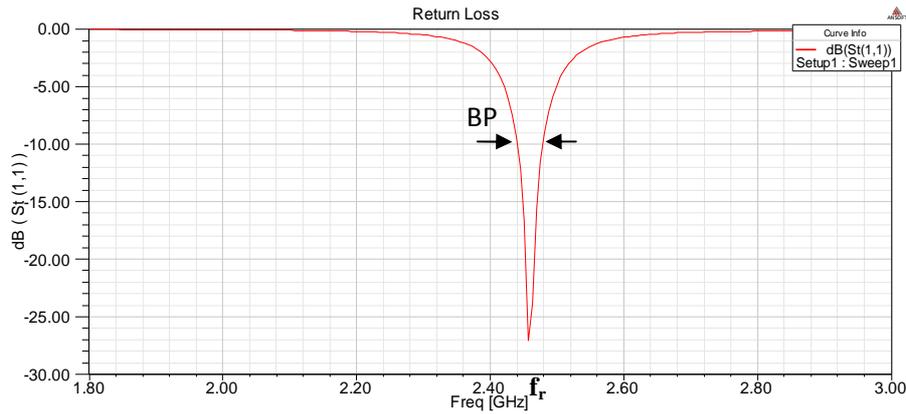


Figure 4.23 : Coefficient de réflexion S_{11} d'une antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban avec des encoches ($f_r = 2.46\text{GHz}$).

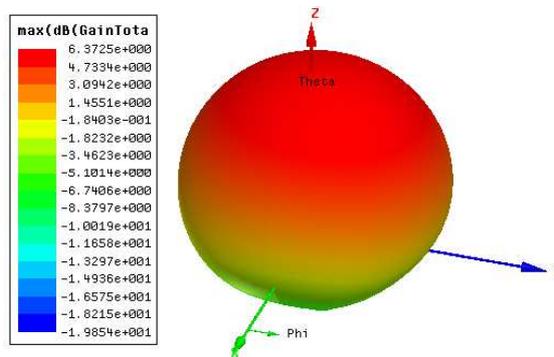


Figure 4.24 : Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban.

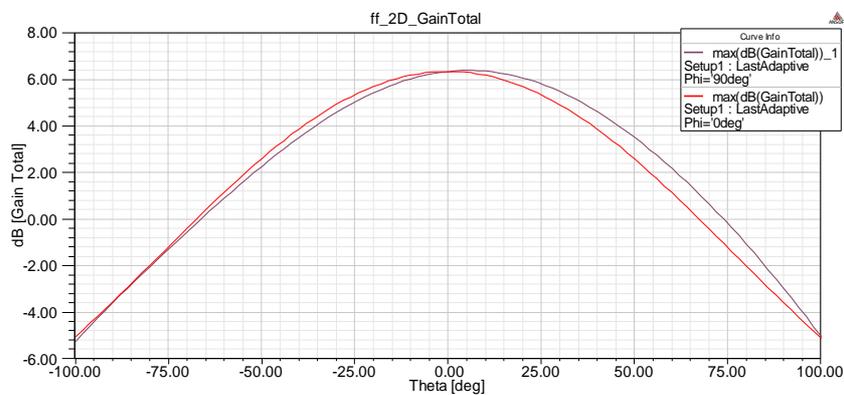


Figure 4.25: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban.

La figure 4.26 représente l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour le modèle décrit dans la figure 4.22.

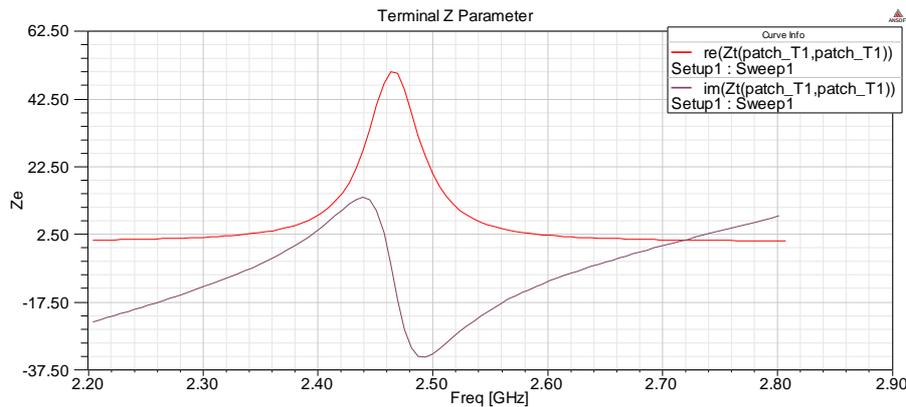


Figure 4.26 : Impédance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban.

4.5.2. Antenne patch circulaire

4.5.2.1. Antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial

Le matériau composite polyester- $CaTiO_3$ avec un taux de charge de (40%) de $CaTiO_3$ qui donne une permittivité $\epsilon_r = 12$ et perte diélectrique $\tan \delta = 0.0018$, d'après les résultats illustrés dans la figure 4.3, ce matériau est utilisé comme substrat pour la conception d'antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial, les paramètres de l'antenne obtenus par simulation sont représentés dans les figures (4.28, 4.29), la fréquence de résonance $f_r = 2.46 GHz$ offre une largeur de bande de $BP = 30 MHz$ (2.45 GHz-2.47 GHz) où le coefficient de réflexion $S_{11} = -10 dB$, un gain total $G_t = 5.07 dB$ et une efficacité de rayonnement $\eta = 91\%$. les dimensions de l'antenne obtenue par simulation sont représentés dans le tableau ci-dessous :

substrat	Longueur x (cm)	Largeur y (cm)	Hauteur z (cm)
	4.6	4.6	0.17
Patch	Rayon	épaisseur	-
	1 cm	0.36 mm	-

Tableau 4.5: Paramètres de l'antenne simulée.

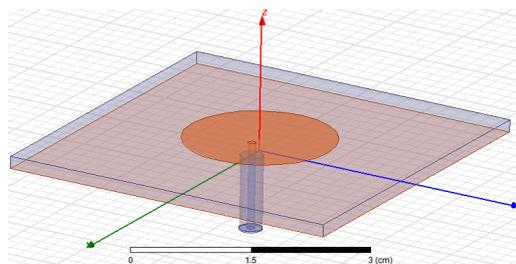


Figure 4.27: Antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial.

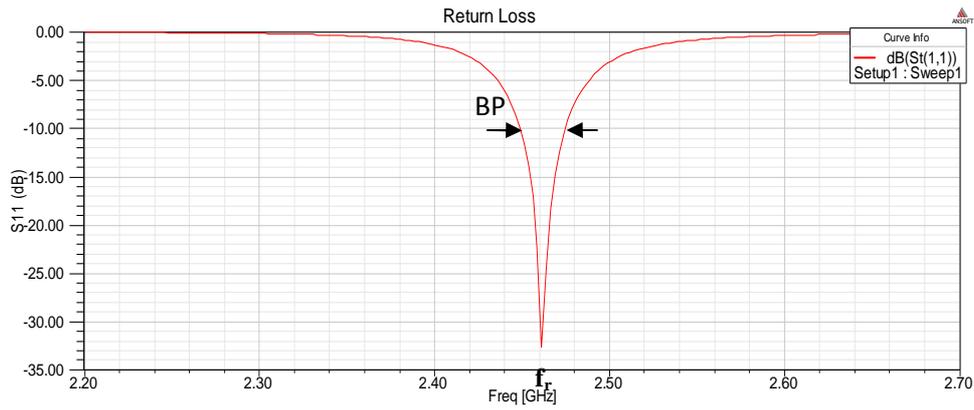


Figure 4.28: Coefficient de réflexion d'une antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial ($f_r = 2.46$ GHz).

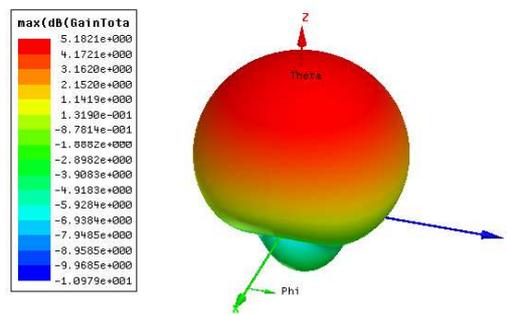


Figure 4.29 : Gain total d'une antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial.

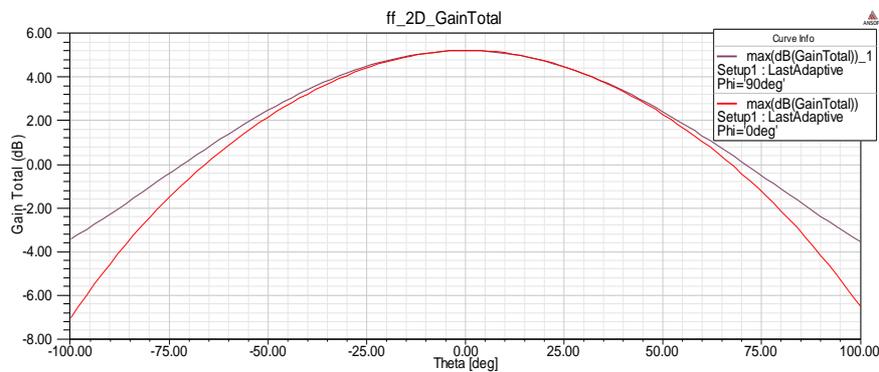


Figure 4.30 : Gain total d'une antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial.

La figure 4.31 représente l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour le modèle décrit dans la figure 4.27 avec une épaisseur du substrat $h=1.7mm$ et $\epsilon_r=12$.

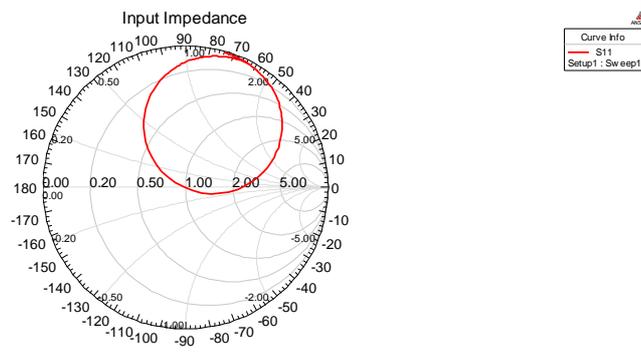


Figure 4.31: Impédance d'entrée d'une antenne patch circulaire alimentée par câble coaxiale.

4.5.2.2. Antenne patch circulaire alimentée directement par une ligne microruban avec deux encoches

Le matériau composite polyester- $CaTiO_3$ avec un taux de charge de 35% de $CaTiO_3$, résultat illustré dans la figure 4.3 qui donne une permittivité $\epsilon_r = 10$ et perte diélectrique $\tan \delta = 0.001$, ce matériau est utilisé comme un substrat pour la conception d'antenne patch circulaire alimentée directement par une ligne microruban avec encoches, les paramètres de l'antenne obtenue par simulation sont représenté dans les figures (4.33, 4.34), la fréquence de résonance est $f_r = 2.48\text{ GHz}$ qui offre une largeur de bande étroite $BP = 40\text{ MHz}$ (2.46 GHz-2.5 GHz) où le coefficient de réflexion $S_{11} = -10\text{ dB}$, un gain total faible $G_t = 3.34\text{ dB}$ et une efficacité de rayonnement $\eta = 96\%$. Les dimensions de l'antenne considérée obtenue par simulation sont représentées dans le tableau ci-dessous :

	Longueur (cm)	Largeur (cm)	Epaisseur (mm)
substrat	5.25	3.5	2.6
Ligne microruban	2.1	0.34	0.36
Encoches	1	0.1	-
Patch	Rayon (cm)		Epaisseur (mm)
	2.29		0.36

Tableau 4.6: Paramètres de l'antenne simulée.

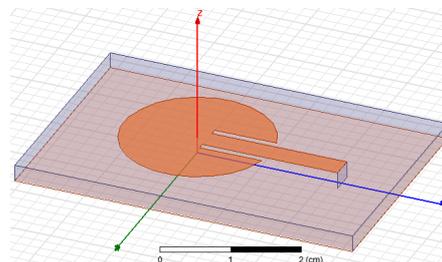


Figure 4.32 : Antenne patch circulaire alimentée directement par une ligne microruban avec encoches.

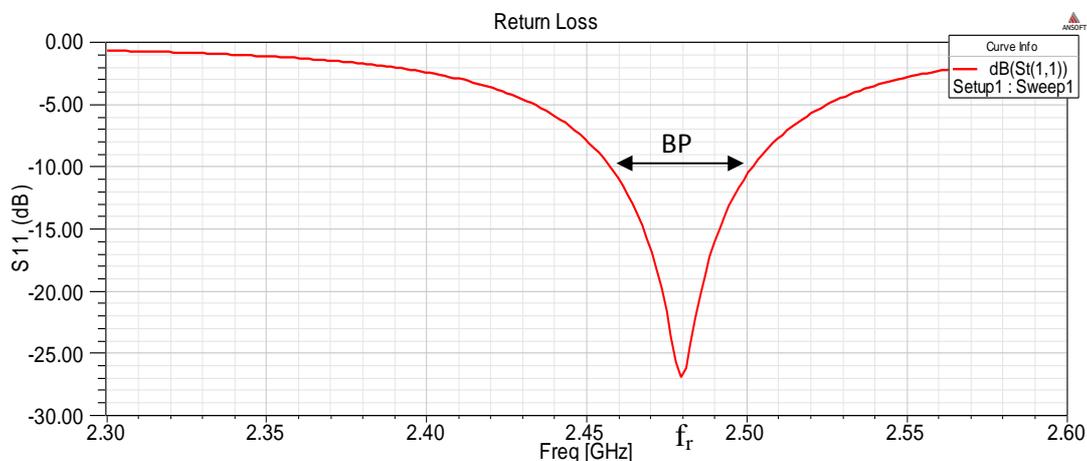


Figure 4.33 : Coefficient de réflexion d'une antenne patch circulaire alimentée par une ligne microruban avec encoches ($f_r = 2.48\text{ GHz}$).

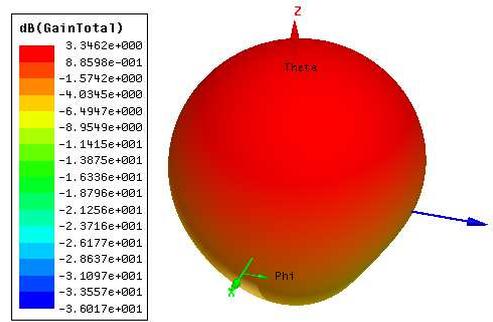


Figure 4.34 : Gain total d'une antenne patch circulaire alimentée par une ligne microruban avec encoches.

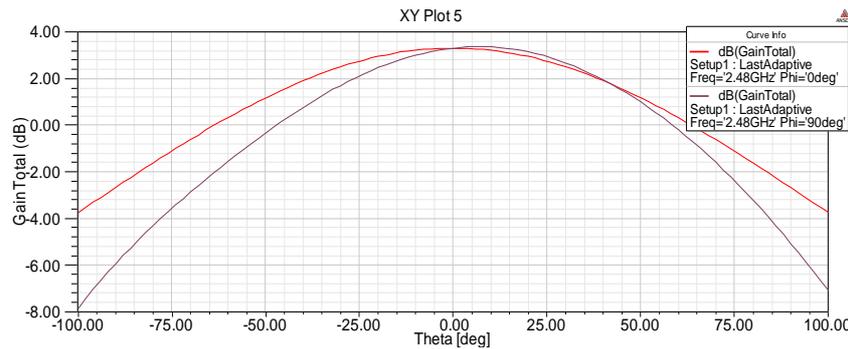


Figure 4.35 : Gain total d'une antenne patch circulaire alimentée par une ligne microruban avec encoches.

La figure 4.36 présente l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour le modèle décrit dans la figure 4.32 avec une épaisseur du substrat $h=2.6\text{ mm}$ et $\epsilon_r=10$.

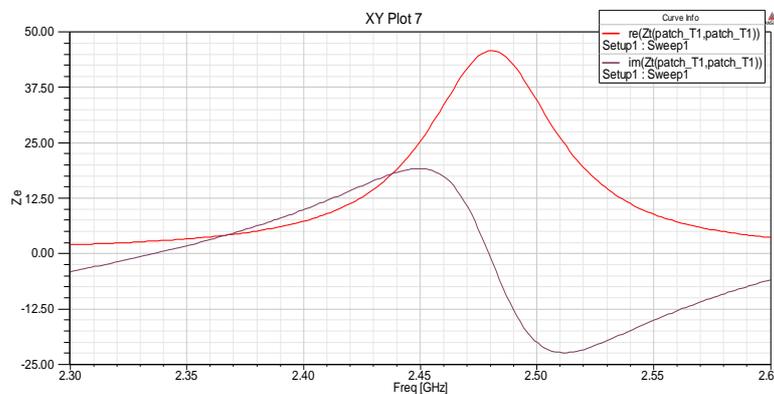


Figure 4.36: Impédance d'entrée d'une antenne patch circulaire.

4.6. Antenne à résonateur diélectrique (DRA) implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial

Les résonateurs diélectriques utilisent également des matériaux à permittivité élevée. L'absence de métallisation limite les pertes par conduction et par conséquent, augmente l'efficacité de rayonnement. Il est noté que la plupart des techniques d'alimentation utilisées pour les antennes imprimées peuvent être retenues pour les résonateurs diélectriques.

L'antenne de la figure suivante 4.37 est optimisée à l'aide du logiciel HFSS-Ansoft pour avoir un coefficient de réflexion minimum au voisinage de la fréquence de résonance $f_r = 4.5 \text{ GHz}$, et bande passante $BP = 300 \text{ MHz}$. Les dimensions du DR, Longueur du sonde d'excitation et plan de masse seront les paramètres que nous ferons varier.

Le matériau utilisé pour la conception de DR est le composite polymère- $BaTiO_3$ avec la constante diélectrique $\epsilon_r = 20$ et tangente de perte $\tan \delta = 0.002$.

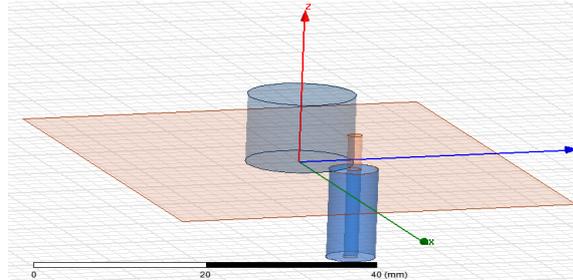


Figure 4.37: Antenne DRA implanté sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.

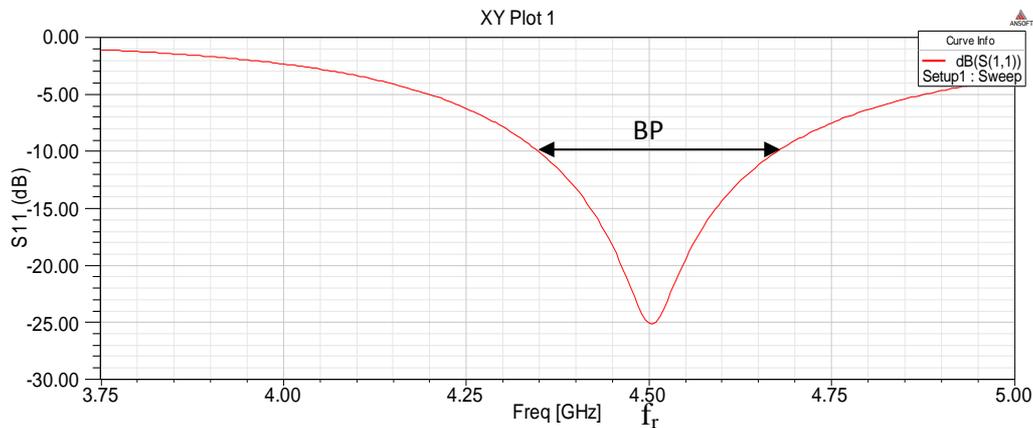


Figure 4.38: Coefficient de réflexion d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial ($f_r=4.5 \text{ GHz}$).

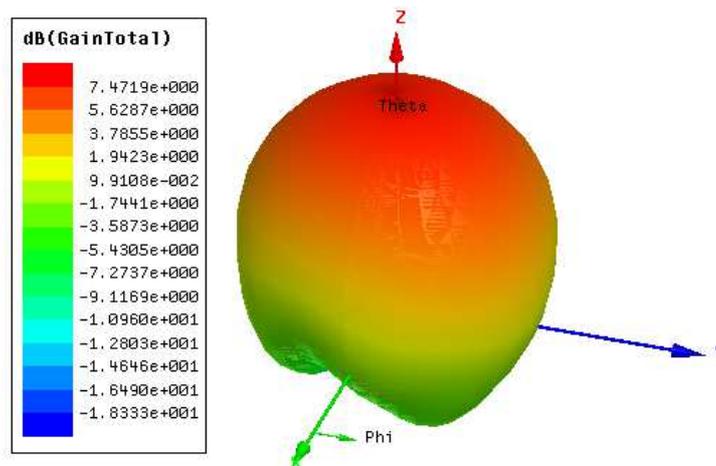


Figure.4.39 : Gain total d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.

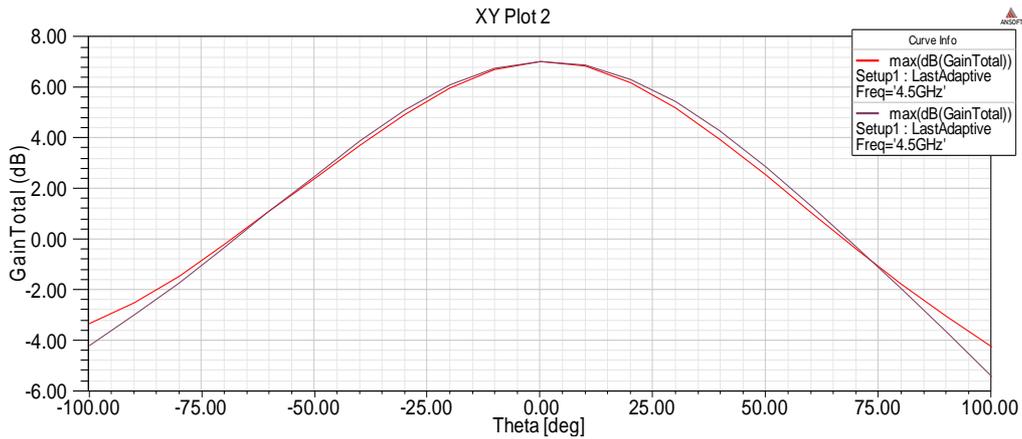


Figure 4.40 : Gain total d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.

La figure 4.41 présente l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour le modèle décrit dans la figure 4.37 avec une épaisseur du DR $h=10\text{ mm}$ et $\epsilon_r=20$.

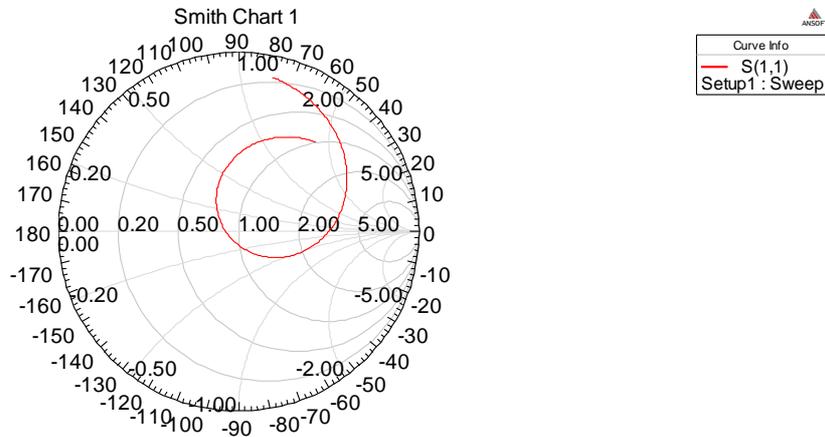


Figure 4.41: Impédance d'entrée d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.

Le matériau composite PDMS avec un taux de charge de (35%) $BaTiO_3$ qui donne une permittivité $\epsilon_r = 21.9$ et perte diélectrique $\tan \delta = 0.002$ résultat du figure 2.2, ce matériau est utilisé comme un DR pour l'optimisation et la conception d'antenne DRA alimentée par un câble coaxial, les paramètres de l'antenne obtenue par simulation sont représenté dans les figure (4.43, 4.44, 4.45) , la fréquence de résonance est $f_r = 3.63\text{ GHz}$ offre une largeur de bande $BP=120\text{ MHz}$ ($3.58\text{ GHz}-3.7\text{ GHz}$) où le coefficient de réflexion $S_{11} = -10\text{ dB}$, un gain total $G_t = 6.26\text{ dB}$ et une efficacité de rayonnement $\eta = 98\%$.

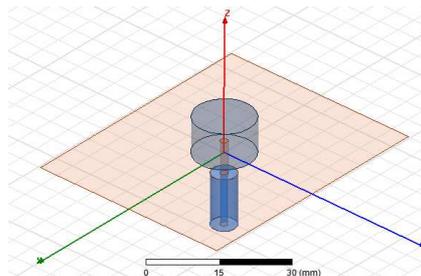


Figure 4.42: Antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.

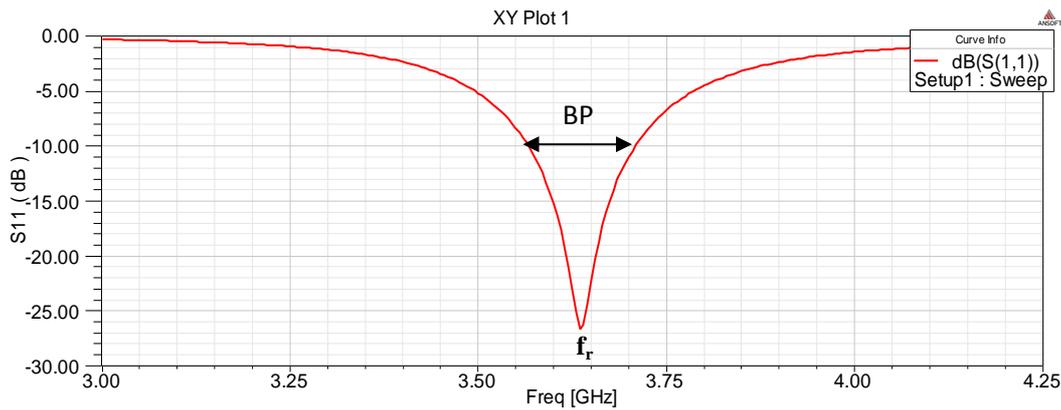


Figure 4.43: Coefficient de réflexion d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial $f_r = 3.63$ GHz.

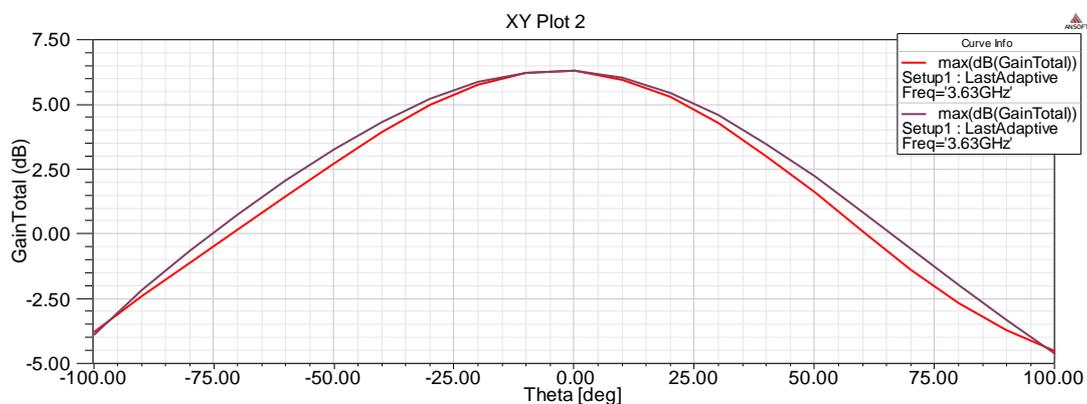


Figure 4.44: Gain total d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.

La figure 4.45 présente l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour le modèle décrit dans la figure 4.42.

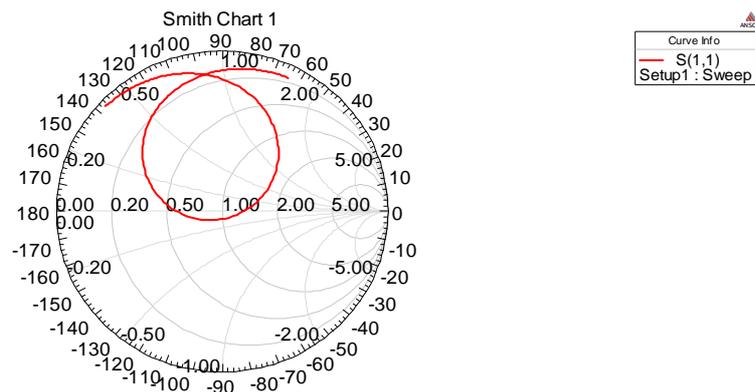


Figure 4.45: Impédance d'entrée d'une DRA implantée sur un plan de masse.

4.7. Antenne quart d'onde PIFA (Planar Inverted-F Antenna)

La modélisation électromagnétique d'antenne quart d'onde PIFA sous HFSS montre l'influence de la combinaison de substrat diélectrique et l'introduction du court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse sur les performances de l'antenne, tel que le substrat diélectrique est en matériau composite a permittivité diélectrique élevé.

On s'intéresse notamment aux variations de la fréquence de résonance et la bande passante et le gain total de l'antenne. Les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié.

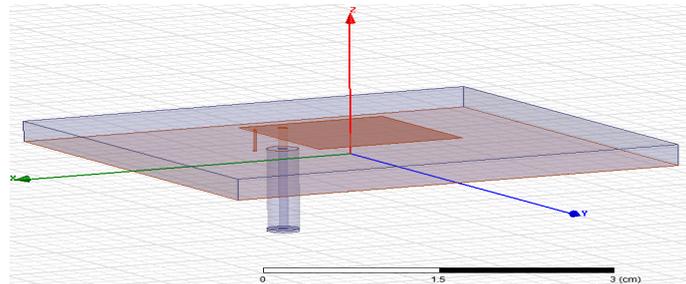


Figure 4.46: Antenne quart d'onde PIFA.

La largeur de la bande passante est $BP = 30 \text{ MHz}$ a la fréquence de résonance d'adaptation où le coefficient de réflexion $S_{11} = -10 \text{ dB}$ pour des dimensions $\lambda/8 \times \lambda/8$ à $f_r = 2.45 \text{ GHz}$, comme montrer dans la figure suivante qui représente l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

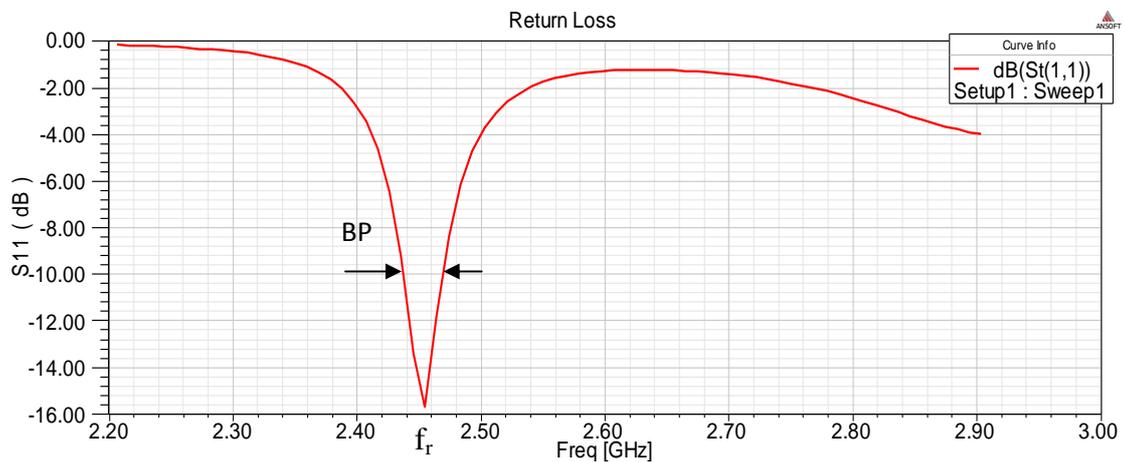


Figure 4.47: Coefficient de réflexion d'une antenne PIFA $f_r = 2.45 \text{ GHz}$.

Les effets liés à l'introduction du court-circuit sont la diminution du gain total jusqu'à $Gt = 5.14 \text{ dB}$, bande passante étroite $BP = 30 \text{ MHz}$ et efficacité de rayonnement $\eta = 96\%$.

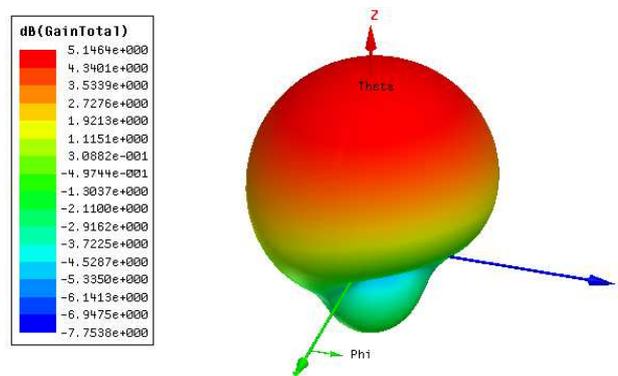


Figure 4.48: Gain total d'une antenne PIFA.

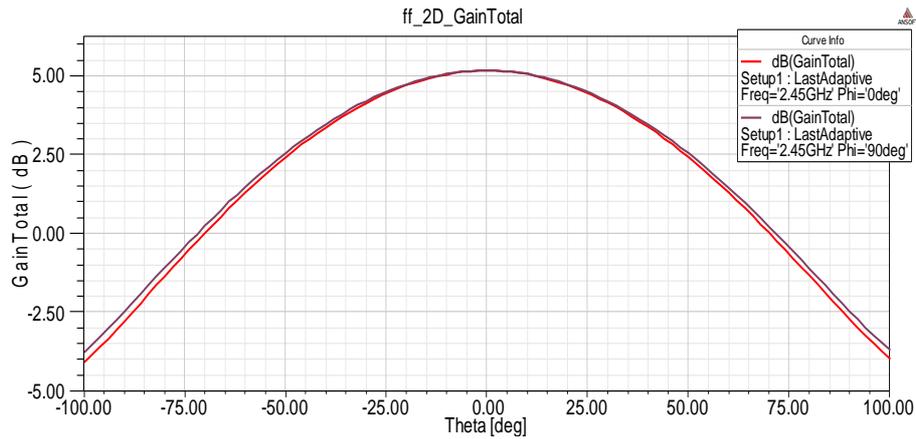


Figure 4.49: Gain total d'une antenne PIFA.

4.8 Conclusion

Les résultats des simulations présentés dans ce chapitre démontrent la faisabilité d'une antenne imprimée à base de matériau composite résine époxyde-oxydes de titanate, l'introduction de ses matériaux dans les différents types des antennes (patch, DRA, PIFA), nous a donné avantage de la conception et l'optimisation des antennes dans la bande ISM (Industrial Scientific and Medical Applications).

Les performances des antennes simulés (gain, bande passante) ainsi que les diagrammes de rayonnement obtenus démontrent que ce matériau composite peut effectivement être utilisé pour ce type d'application.

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans ce mémoire sont consacrés à l'étude des paramètres diélectriques des matériaux composites diélectrique à base d'oxyde et des titanates. Afin de déduire des applications aux antennes miniatures, pour cela nous avons fait une étude détaillée sur les antennes dans la bande *ISM*.

Ce travail ma permis d'approfondir mes connaissances dans le domaine des antennes miniatures et les techniques de caractérisations des matériaux composites. Ainsi la maîtrise du logiciel *HFSS* appliqué a l'optimisation des antennes.

Le travail effectué fut donc l'étude d'une antenne accordable en fréquence basée sur la structure antennaire avec matériaux composites polymère oxyde de titanate. Notre étude s'est donc focalisée sur l'intégration des matériaux composites polymères oxyde de titanate au sein d'un substrat d'antenne. Après avoir montré l'apport d'un tel matériau au sein d'un substrat d'antenne patch ou d'un résonateur diélectrique d'une antenne *DRA* circulaire. Nous nous sommes intéressés à l'étude des simulations d'une antenne microruban dont l'élément rayonnant de forme rectangulaire ou circulaire a été déposé sur un substrat avec matériau composite polymère oxyde de titanate. L'optimisation des antennes patch par simulation sous *HFSS* donne un bon résultat des paramètres (gain totale > 6 dB, bande passante ~ 30 MHz, efficacité de rayonnement > 75 % ...). Le nombre important de degrés de liberté d'une antenne *DRA* circulaire (les dimensions, constante diélectrique), nous a conduits à optimisé l'antenne pour une valeur de permittivité élevé ~ 20 du résonateur diélectrique à la bande *ISM*, les résultats de simulation donne une large bande passante, gain total > 7 dB et efficacité de rayonnement $\sim 90\%$ a cause de l'absence des pertes du conducteur.

Les principales étapes d'une étude des matériaux composites (oxyde de titanate) appliquée à la conception d'antennes miniatures ont été abordées au cours de ce mémoire.

Enfin, nous avons démontré la faisabilité d'une antenne imprimée à base de matériaux composite polymère oxyde de titanate. Les performances des antennes simulées sous *HFSS* (gain total > 6 dB), bande passante ~ 30 MHz, efficacité de rayonnement > 75 %) ainsi que les diagrammes de rayonnement obtenus démontrent que ces matériaux peuvent effectivement être utilisé pour ce type d'application.

References Bibliographiques

- [1] A. Balanis: 'Antenna theory analysis and design', Constantine A. Balanis, Arizona State University Tempe, AZ.2005.
- [2] John L. Volakis: 'Antenna engineering 'HANDBOOK, University Stuttgart 2007.
- [3] Huang, Y. and Boyle, K, 'Antennas from theory to practice', 1st edn, England: John. 2008.
- [4]Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. and Ittipiboon, A., 'Microstrip antenna design' handbook, 1st edn, England: Artech House 2000.
- [5] H. Wheeler, 'Fundamental limitations of small antennas', Proceedings of the IRE, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [6] O. Staub, J.-F. Zurcher, A. Skrivervik, and J. Mosig, 'Pcs antenna design : the challenge of miniaturisation', in Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE, vol. 1, pp. 548–551vol.1, 11-16 July 1999.
- [7] A. Skrivervik, J.-F. Zurcher, O. Staub, and J. Mosig, 'Pcs antenna design : the challenge of miniaturization', Antennas and Propagation Magazine, IEEE, vol. 43, no. 4, pp. 12–27, Aug 2001.
- [8] François Grange: 'Matériaux composites pour antenne miniature intégrée', Thèse De Doctorat. Université de RENNES 1, le 23 novembre 2010.
- [9] L. J. Chu,'Physical Limitation of Omni-Directional Antennas', Journal of Applied Physics,vol. 19, pp. 1163–1175, Dec. 1948.
- [10] J. S. McLean, 'A re-examination of the fundamental limits on the radiation q of electrically small antennas', Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 44, no. 5, pp. 672–,May 1996.
- [11] 'Ieee standard definitions of terms for antennas'. IEEE Std 145-1993, p. i, 1993.
- [12] H. Wheeler, 'The radiansphere around a small antenna', Proceedings of the IRE, vol. 47,
- [13] K. Hirasawa and M. Haneishi, 'Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas', A. House, Ed. Artech House, 1992.
- [14] R. Garg, 'Microstrip Antenna Design 'Handbook. Artech House, 2001.
- [15] K. Carver and J. Mink, 'Microstrip antenna technology, Antennas and Propagation', IEEE Transactions on, vol. 29, no. 1, pp. 2 – 24, jan 1981.
- [16] Y. Wang, W. Koh, J. Tan, P. Teo, P. Yeo, and C. Lee, 'A compact and broadband microstrip patch antenna', in Radio and Wireless Conference, RAWCON. IEEE, pp. 219–222, 2001.

- [17] K.-L. Wong and K.-P. Yang, 'Modified planar inverted f antenna', *Electronics Letters*, vol. 34, no. 1, pp. 7–8, Jan 1998.
- [18] C. Rowell and R. Murch, 'A capacitively loaded pifa for compact mobile telephone handsets', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 837–842, May 1997.
- [19] P. Ciaisi, R. Staraj, G. Kossiavas, and C. Luxey, 'Design of an internal quad-band antenna for mobile phones', *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 14, no. 4, pp. 148–150, April 2004.
- [20] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, 'Dual-band slot-loaded patch antenna', *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 142, no. 3, pp. 225–232, Jun 1995.
- [21] D. Valderas, J. Meléndez, and I. Sancho, 'Some design criteria for uwb planar monopole antennas : Application to a slotted rectangular monopole', *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, pp. 6–11, 2005.
- [22] J. George, M. Deepukumar, C. Aanandan, P. Mohanan, and K. Nair, 'New compact microstrip antenna', *Electronics Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 508–509, Mar 1996.
- [23] J. George, C. Aanandan, P. Mohanan, and K. Nair, 'Analysis of a new compact microstrip antenna', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1712–1717, Nov 1998.
- [24] K. Luk, R. Chair, and K. Lee, 'Small rectangular patch antenna', *Electronics Letters*, vol. 34, no. 25, pp. 2366–2367, Dec 1998.
- [25] L. J. Chu, 'Physical limitations on omni-directional antennas', *J. Appl. Phys.*, 19, pp. 1163–1175, 1948.
- [26] Colburn, J.S.; Rahmat-Samii, Y., 'Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrates', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 12, pp. 1785–1794, Dec 1999.
- [27] B. Kramer, M. Lee, C.-C. Chen, and J. Volakis, 'Design and performance of an ultrawide-band ceramic-loaded slot spiral', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 7, pp. 2193 – 2199, July 2005.
- [28] K. Sarabandi, R. Azadegan, H. Mosallaei, and J. Harvey, 'Antenna miniaturization techniques for applications in compact wireless transceivers', in *URSI-GA*, 2002.
- [29] J. Colburn and Y. Rahmat-Samii, 'Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrates', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 12, pp. 1785 – 1794, Dec 1999.

- [30] Laure HUITEMA, Thèse de doctorat: 'Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles', Université de LIMOGES, Septembre 2011.
- [31] K. Sarabandi and R. Azadegan, 'Design of an efficient miniaturized uhf planar antenna', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 6, pp. 1270–1276, June 2003.
- [32] R.C. Hansen et M. Burke, 'Antenna with magneto dielectrics', *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol.26, n°2, pp75-78, juillet 2000.
- [33] Long, S.; McAllister,'The resonant cylindrical dielectric cavity antenna', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.31, no.3, pp. 406- 412, May 1983.
- [34] A. Petosa, 'Dielectric Resonator Antenna 'Handbook, Artech House, Boston/London, pp. 160, 2007.
- [35] Petosa, A.; Simons, N.; Siushansian, R.; Ittipiboon, A.; Cuhaci, M.; , 'Design and analysis of multisegment dielectric resonator antennas', *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.48, no.5, pp.738-742, May 2000.
- [36] D. Drossos, Z. Wu and L.E. Davis,'Theoretical and experimental investigation of cylindrical Dielectric Resonator Antennas', *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 13, No. 3, pp. 119-123, October 1996.
- [37] S. Koulouridis, G. Kiziltas, Y. Zhou, D. Hansford, and J. L. Volakis,'Polymer ceramic composites for microwave applications: Fabrication and performance assessment', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 4202-4208, 2006.
- [38] Y. Zhou,'Polymer-ceramic composites for conformal multilayer antenna and RF systems', Dissertation of the Ohio State University, 2009.
- [39] E. Apaydin, D. Hansford, S. Koulouridis, and J. L. Volakis, 'Integrated RF circuits design and packaging in high contrast ceramic-polymer composites', *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 9-15, 2007, pp. 1733-1736.
- [40] E. Apaydin, Y. Zhou, D. Hansford, S. Koulouridis, and J. L. Volakis, 'Patterned metal printing on pliable composites for RF design', *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 5-11, pp. 1-4, 2008.
- [41] E. Apaydin, Y. Zhou, S. Koulouridis, J. L. Volakis, and D. Hansford, 'Multilayer Printing on PDMS composites for RF Integration and Packaging', *Nanotech West Lab, Biomedical Engineering*, 2009.
- [42] Yakup Bayram, Yijim Zhou, Bong Sup Shim, Shimei Xu, Jian Zhu, Nick A. Kotov, and Jhon L. Volakis. 'E-Textile Conductors and Polymer Composites for Conformal high

Antennas'. IEEE Transactions on Antennas and propagation, Vol.58, NO.8, pp.2732-2736, August 2010.

[43] Y. Zhou, E. Apaydin, S. Koulouridis, Yakup Bayram, D. Hansford, and J. L. Volakis, 'High Conductivity Printing on Polymer-Ceramic Composites'. The Ohio state University, Columbus, OH43212, United States, 2008.

[44] I.S. Ghosh, A. Hilgers, T. Shlenker, R. Porah, 'Ceramic microwave antennas for mobile applications', Journal of the European Ceramic Society 21, 2621-2628, 2001.

[45] R.V. Petrov, A.S. Tatarenko, S. Pandey, G. Srinivasan, J.V. Mantese and R. Azadegan, 'Miniature antenna based on magnetoelectric composites' Electronics Letters 10th Vol.44 No 8, April 2008.

[46] Shailed Singh Rajput, Sunita Keshri, Vibha Rani Gupta, Nisha Gupta, Viktor Bovtun, Jan Petzelt, 'Design of microwave dielectric resonator antenna using MZTO-CSTO composite' SciVerse Science Direct, Ceramic International 38, pp.2355-2362, 2012.

[47] Kuo-Chung Cheng, Chien-Ming Lin, Sea-Fue Wang, Shun-Tian Lin, Chang-Fa Yang, 'Dielectric properties of epoxy resin-barium titanate composites at high frequency', materials letters 61 pp 757 - 760, science direct, 2007.

[48] M. F. Ain, S. I. S. Hassan, J. S. Mandeep, M. A. Othman et B. M. Nawang '2.5GHz BaTiO₃ Dielectric resonator antenna', Progress In Electromagnetics Research, PIER 76, 201-210, 2007.

[49] R. E. Munson, 'Conformable microstrip antennas and microstrip phased arrays', IEEE Trans. Antennas Propagat., January 1974.

[50] M.T. Sebastian, K.P. Surendran, Tailoring 'the microwave dielectric properties of $Ba(Mg_{1/3}Ta_{2/3})O_3$ ceramics', J. Eur. Ceram. Soc. 26 pp 1791-1799, 2006.

[51] C.L. Huang, K.H. Chiang, 'Dielectric properties of B_2O_3 doped $(1-x)LaAlO_3 - xSrTiO_3$ ceramic system at microwave frequency, Mater. Res. Bull. 37 pp 1941-1948, 2002.

[52] G.P. Junker, A.A. Kishk, A.W. Glisson, D. Kajfez, 'Effect of an air gap around the coaxial probe exciting a cylindrical dielectric resonator antenna', Electron. Lett. 30 pp 177-178, 1994.

[53] K.M. Luk, K.W. Leung, 'Dielectric Resonator Antennas', Research Studies Press Ltd., Baldock, England, 2002.

[54] A.A. Kishk, A.W. Glisson, D. Kajfez, 'Computed resonant frequency and far fields of isolated dielectric discs', IEEE Antenn. Propag. Soc. Int. Symp. Dig. pp 408-411, 1993.

- [55] A. Petosa, A. Ittipiboon, Y.M.M. Antar, D. Roscoe, M. Cuhaci, 'Recent advances in dielectric-resonator antenna technology', IEEE Antenn. Propag. Mag. 40 pp 35-48, 1998.
- [56] K.L. Wong, 'Planar Antennas for Wireless Communications', J Wiley, New York, 2003.
- [57] Y.D. Kim, H.Y. Kim, H.M. Lee, Microw. Opt. Technol. Lett. 45 pp 271, 2005.
- [58] C.-Y. Fang, L.-S. Cheng, J.-H. Li, C.-F. Yang, J.-H. Lin, C.-L. Liao, C.-H.Chen, S.-T. Lin, K.-C. Cheng, S.-F. Wang, M.-C. Pan, C.-L. H., Y.-C.Chien, IEEE AP-S, International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Washington, DC, 2005.
- [59] L. Ramajo, M. Reboredo, M. Castro, Compos., Part A Appl. Sci. Manuf.36 pp 1267, 2005.
- [60] IEEE Student Branch, 'Principe de Fonctionnement d'un Analyseur de Réseaux Vectoriel' ,Réunion technique du 22 Janvier 2002.
- [61] Glen Dash, 'How RF Anechoic Chambers Work', http://glendash.com/Dash_of_EMC/Anechoic_Chambers/Anechoic_Chambers.pdf. Retrieved 25 October 2010.
- [62] Zhijun Zhang , 'Antenna design for mobile devices', Tsinghua University, China, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2011.
- [63] 'Test Plan for Mobile Station Over the Air Performance Rev 2.2', http://files.ctia.org/pdf/CTIA_TestPlanforMobileStationOTAPerformanceRevision_2_2_2_Final_121808.pdf. Retrieved 25 October 2010.
- [64].A.Benhamouda. 'Thèse De Doctorat :' Caractérisation électromagnétique de polymère chargé par des mélanges de titanates et d'oxyde en utilisant la spectroscopie en domaine temporel'. Université Ufas 2010.
- [65] N ; Bouzit .Thèse De Doctorat :' Caractérisation Diélectrique De Matériaux Hétérogène Par Spectroscopie Temporelle: Application A L'étude De Composite Polyesters Charges Par Des Titanates'. Université Ufas 2002.
- [66] Manuel d'utilisation de HFSS, version 8.5, Ansoft Corporation, Four Station Square, Pittsburg, PA 15219, USA, Mars 2002.
- [67] J. S. Wang, R. Mittra, IEEE Transactions on MTT 42, N° 3, 1994.
- [68] Hatem RMILI, Thèse De Doctorat, ' Étude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnante à 10 GHz'. Université BORDEAUX I 2004.

Liste des figures

Figure. 1.1 : (a) Antenne patch microruban Rectangulaire et (b) Antenne patch microruban circulaire.....	3
Figure 1.2: l'effet du champ sur les bords du patch.....	4
Figure 1.3 : densité de courant et distribution des charges sur antenne microruban.....	5
Figure 1.4: Configurations de champ (modes) pour antenne patch rectangulaire.....	5
Figure 1.5: Différentes techniques d'alimentation des antennes imprimées.....	6
Figure 1.6: Antenne patch microruban circulaire.....	7
Figure 1.7: antenne patch microruban rectangulaire.....	8
Figure 1.8: Antenne patch alimentée directement par ligne microruban.....	10
Figure 1.9: Alimentation au bord d'antenne patch par une ligne microruban en utilisant le transformateur quart-d'onde.....	11
Figure 1.10 : Définition de la sphère équivalente d'une antenne.....	13
Figure 1.11: Cartographie du champ \vec{E} dans la cavité d'une antenne microruban.....	14
Figure 1.12 : PIFA avec court-circuit (a) plan, (b) languette.....	15
Figure 1.13: PIFA avec (a) capacité verticale, (b) capacité horizontale.....	16
Figure 1.14: Antenne à fente(a)demi-onde non débouchante,(b)quart d'onde débouchante...	16
Figure 1.15: Antenne repliée (a) bow-tie, (b) repliement vertical.....	17
Figure 1.16: Evolution de l'efficacité en fonction de la permittivité.....	19
Figure 1.17 : Diverses formes d'antennes à résonateur diélectrique.....	21
Figure 1.18: DRA cylindrique posé sur un plan de masse.....	21
Figure 1.19: Champs E et H d'un DRA rectangulaire posé sur un plan de masse et l'influence de l'insertion d'une plaque métallique sur une de ses faces latérales.....	22
Figure 1.20: Antenne DRA multicouches excitée par une ligne micro-ruban.....	23
Figure. 2.1 : Propriété diélectrique des composites $PDMS - BaTiO_3$	26
Figure. 2.2 : Propriétés diélectriques des composites $PDMS$ avec céramiques en fonction de pourcentage de volume des poudres en céramique (mesuré à 500 MHz).....	27
Figure. 2.3: Antenne patch imprimée.....	28
Figure. 2.4 : Exemple d'impression à une seule couche : antenne patch.....	28
Figure.2.5 : Antenne patch E-textile dimension.....	28
Figure.2.6 : Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne patch E-textile.....	29

Figure.2.7: Gain de l'antenne patch d'E-textile par opposition à l'antenne patch idéale fabriquée à partir de les matériaux sans perte.....	29
Figure. 2.8: Variation de ϵ_r et μ_r et tangente de perte par rapport à la fréquence pour un disque de diamètre 22 cm et épaisseur 1 cm d'un composite (NZFO-BST).....	31
Figure.2.9: Antenne micro-ruban miniature mettre sur le substrat de composite ferrite-ferroélectrique $f_r = 100MHz$	31
Figure. 2.10: S_{11} mesurée et estimée, SWR mesuré pour l'antenne microruban miniature mettre sur le substrat magnéto-électrique.....	32
Figure.2.11: Permittivité relative et perte diélectrique du composé $MZTO - CSTO$ en fonction de % $CSTO$	34
Figure.2.12: les valeurs de $Q \times f$ et τ_f des composites $MZTO-CSTO$ en fonction de % $CSTO$..	34
Figure.2.13 :(a) Les variations du constante diélectrique relative ϵ_r , en fonction de la température, (b) permittivité normalisé ϵ_n pour les composites $(1-x)MZTO - (x)CSTO$ avec $x = 0.02, 0.04, 0.06$ et 0.08	36
Figure .2.14 : Les variations de la perte diélectrique en fonction de la température pour les composite $x = 0.02, 0.04, 0.06$ et 0.08	37
Figure .2.15: La géométrie du DRA cylindrique.	37
Figure .2.16 : Coefficient de réflexion du DRA en utilisant le matériau $0.92MZTO - 0.08 CSTO$	38
Figure 2.17: Mesure et simulation d'impédance d'entrée (diagramme de Smith) du DRA.....	39
Figure 2.18: Mesure et simulation de rayonnement de champ du DRA (a) $\phi = 0^\circ$, (b) $\phi = 90^\circ$ à $4.6GHz$	40
Figure 2.19: Géométrie d'antenne à résonateur diélectrique alimenté par une ligne micro-ruban.....	40
Figure.2.20: Antenne diélectrique avec le connecteur de SMA.....	41
Figure.2.21: Caractéristique de simulation pour $h=2mm$	42
Figure.2.22: les constantes diélectriques des matériaux composites traités en fonction de la fréquence.....	43
Figure.2.23: Coefficients de réflexions (S_{11}) mesurées d'une antenne méandre-chip.....	44
Figure.3.1: Système de coordonnées utilisées pour la mesure du diagramme de rayonnement.....	46
Figure 3.2 : Accès d'un quadripôle.....	47

Figure 3.3 : Schéma de base de la mesure des différents signaux.....	48
Figure 3.4 : Schéma de principe d'un analyseur de réseaux vectoriel.....	48
Figure 3.5 : Les six erreurs systématiques présentent lors d'une mesure entrée-sortie.....	49
Figure 3.6 : Diagramme de fluence de l'influence des erreurs sur la mesure de S_{11}	50
Figure 3.7 : Schéma diagramme pour Analyseur de réseau vectoriel HP8510 C.....	51
Figure 3.8 : Installation pour mesurer les caractéristiques de réflexion en utilisant HP8510C.....	52
Figure 3.9 : Installation pour la configuration de rayonnement de mesure en utilisant HP8510 C	53
Figure 3.10 : Le coefficient de réflexion et VSWR.....	54
Figure 3.11: Deux genres de chambres (reproduites avec la permission d'ETS-Lindgren Inc.).....	56
Figure 3.12 : Matériel absorbant de rayonnement (Reproduit avec la permission de la vision de micro-onde SA).....	56
Figure 3.13 : Comment un absorbeur fonctionne.....	57
Figure 3.14 : Schéma fonctionnel simplifié d'une installation d'essai 3D.....	58
Figure 3.15 : Sphère de la mesure 3D (Etape 15°).....	58
Figure.3.16 : Illustration d'EIRP.....	60
Figure 3.17 : Schéma fonctionnel simplifié d'une installation d'essai de TRP.....	61
Figure 4.1: Variations de (ϵ', ϵ'') en fonction du taux de charges pour le polyester BaTiO ₃ ..	65
Figure 4.2: Variations de (ϵ', ϵ'') en fonction du taux de charges pour le polyester SrTiO ₃ ..	66
Figure 4.3 : Variations de (ϵ', ϵ'') en fonction du taux de charges pour le polyester CaTiO ₃ ..	66
Figure4.4 :Variations de (ϵ', ϵ'') en fonction du taux de charges pour le polyester MgTiO ₃ ...	67
Figure 4.5: Composantes réelle et imaginaire de la permittivité diélectrique du composite TBa-MgO-Epoxyde à (40 / 10 / 50) %.....	68
Figure 4.6 : Antenne patch rectangulaire alimentée par un câble coaxial.....	70
Figure 4.7: Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale $f_r = 2.22GHz$	70
Figure 4.8:Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.....	70
Figure 4.9: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.....	71
Figure 4.10 : Impédance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.....	71
Figure 4.11: Coefficient de réflexion S_{11} d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale($f_r=2.45GHz$).....	71

Figure 4.12: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.....	72
Figure 4.13 : Impédance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.....	72
Figure 4.14: Antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.....	73
Figure 4.15: Coefficient de réflexion S_{11} d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde ($f_r=2.45\text{GHz}$).....	73
Figure 4.16: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.....	73
Figure 4.17: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.....	74
Figure 4.18 : Impédance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire alimentée par câble coaxiale.....	74
Figure 4.19: Coefficient de réflexion S_{11} d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.....	74
Figure 4.20 : Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.....	75
Figure 4.21: Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée par un transformateur quart d'onde d'une ligne microruban.....	75
Figure 4.22 : Antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban avec des encoches (Inset feed rectangular patch antenna).....	76
Figure 4.23 : Coefficient de réflexion S_{11} d'une antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban avec des encoches ($f_r = 2.46\text{GHz}$).....	76
Figure 4.24 : Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban.....	76
Figure 4.25 : Gain total d'une antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban.....	76
Figure 4.26 : Impédance d'entrée d'une antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban.....	77
Figure 4.27: Antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial.....	78
Figure 4.28: Coefficient de réflexion d'une antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial ($f_r = 2.46\text{GHz}$).....	78
Figure 4.29 : Gain total d'une antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial.....	78
Figure 4.30 : Gain total d'une antenne patch circulaire alimentée par un câble coaxial.....	78
Figure 4.31: Impédance d'entrée d'une antenne patch circulaire alimentée par câble coaxiale.....	78

Figure 4.32 : Antenne patch circulaire alimentée directement par une ligne microruban avec encoches.....	79
Figure 4.33 : Coefficient de réflexion d'une antenne patch circulaire alimentée par une ligne microruban avec encoches ($f_r = 2.48 \text{ GHz}$)	79
Figure 4.34: Gain total d'une antenne patch circulaire alimentée par une ligne microruban avec encoches.....	80
Figure 4.35 : Gain total d'une antenne patch circulaire alimentée par une ligne microruban avec encoches.....	80
Figure 4.36: Impédance d'entrée d'une antenne patch circulaire.....	80
Figure 4.37: Antenne DRA implanté sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial....	81
Figure 4.38: Coefficient de réflexion d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial ($f_r=4.5 \text{ GHz}$).....	81
Figure.4.39: Gain total d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.....	81
Figure 4.40: Gain total d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.....	82
Figure 4.41: Impédance d'entrée d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.....	82
Figure 4.42: Antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial..	82
Figure 4.43: Coefficient de réflexion d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial $f_r = 3.63 \text{ GHz}$	83
Figure 4.44: Gain total d'une antenne DRA implantée sur un plan de masse alimentée par un câble coaxial.....	83
Figure 4.45: Impédance d'entrée d'une DRA implantée sur un plan de masse.....	83
Figure 4.46: Antenne quart d'onde PIFA.....	84
Figure 4.47: Coefficient de réflexion d'une antenne PIFA $f_r=2.45 \text{ GHz}$	84
Figure 4.48: Gain total d'une antenne PIFA.....	84
Figure 4.49: Gain total d'une antenne PIFA.....	85

Liste des tableaux

Tableau 1.1: Comparaison des principaux résultats obtenus avec une antenne patch de dimensions constantes imprimée sur différents matériaux tels que l'indice optique reste constant.....	20
Tableau 1.2: Influence de l'insertion d'une plaque métallique sur une antenne DRA rectangulaire.....	22
Tableau 1.3: Influence de l'insertion d'une couche de diélectrique supplémentaire sur une antenne DRA rectangulaire.....	23
Tableau 2.1 : les valeurs de ϵ_r , $\tan \delta$, $Q \times f$, τ_f et densité de masse des matériaux composites <i>MZTO – CSTO</i>	35
Tableau 2.2: Constantes diélectriques des composites traités avec diverse charge de céramique Y5V.....	44
Tableau 3.1: Conversion entre VSWR et le coefficient de réflexion.....	54
Tableau 3.2 : Conversion de l'efficacité entre pourcentage et dB.....	59
Tableau 4.1 : Composantes réelle et imaginaire de la permittivité diélectrique du composite [RE.BT.MgO].....	67
Tableau 4.2 : Paramètres de l'antenne simulée.....	69
Tableau 4.3: Paramètres de l'antenne simulée.....	72
Tableau 4.4: Paramètres de l'antenne simulée.....	75
Tableau 4.5: Paramètres de l'antenne simulée.....	77
Tableau 4.6: Paramètres de l'antenne simulée.....	79

Liste des acronymes et abréviations

- DRA** : antenne à résonateur diélectrique (**D**ielectric **R**esonator **A**ntenna).
- MMIC** : les circuits MMICs (**M**onolithic **M**icrowave **I**ntegrated **C**ircuit).
- TM** : Transversal **M**agnétique.
- PDMS** : Un polymère de polydimethylsiloxane (PDMS).
- MCT**: composite *Mg-Ca-Ti* .
- BBNT**: **B**i-**B**a-**N**D-Titanate (*BBNT*) de Ferro Corp.
- D270** : (*SrTiO₃* ou *D270*) titanate de strontium de Trans-Tech Inc.
- PIFA**: antenne patch avec court-circuit (**P**lanar **I**nverted-**F** **A**ntenna) .
- UHF** : Ultra **H**igh **F**requency.
- NZFO** : Composites **N**ickel **Z**inc **F**errite (*Ni_{1-x}Zn_xFe₂O₄*).
- BST** : **B**ismuth **S**trontium **T**itanate.
- SWR** : rapport d'onde stationnaire *ROS* (**S**tanding **W**ave **R**atio)
- VSWR**: calculates the ratio between the maximum and minimum **V**oltage of a **S**tanding **W**ave on the transmission line.
- MZTO** :(*Mg_{0.95}Zn_{0.05}*)*TiO₃* céramique.
- CSTO** : (*Ca_{0.8}Sr_{0.2}*)*TiO₃* céramique.
- SEM**: **S**canning **E**lectron **M**icroscope.
- EDX**: **E**nergy **D**ispersive **S**pectroscopy
- SMA** : connecteur.
- TEM_{11δ}** : mode transverse électromagnétique.
- LCP** : Liquide **C**ristallin **P**olymère.
- MEB** : Microscopie à **B**alayage **E**lectronique.
- Y5V** : céramique.
- DUT** : dispositif sous test (DST) ;(**D**evice **U**nder **T**est).
- VNA** : Un analyseur de réseau vectoriel (**V**ectorial **N**etwork **A**nalyzer)
- RAM** et **ROM** : mémoire vive (**R**andom **A**ccess **M**emory) et mémoire morte (**R**ead **O**nly **M**emory).
- YIG** : **Y**ttrium **I**ron **G**arnet .
- HPIB** : bus de système HPIB (**H**ewlett **P**ackard **I**nterface **B**us).
- ASCII** : le format d'ASCII.
- RAM** : matériel absorbant de rayonnement (RAM).
- OTA** : l'essai de performance dans l'air (**O**ver the **A**ir **P**erformance **T**esting).
- EIRP** : La puissance rayonnée isotrope efficace (**E**ffective **I**sotropic **R**adiated **P**ower).
- ERP** : puissance rayonnée efficace (**E**ffective **R**adiated **P**ower).
- TRP** : la puissance rayonnée (**T**otal **R**adiated **P**ower).
- SPDT**: Commutateur de SPDT (**S**ingle-**P**ole **D**ouble-**T**hrow switch).
- EIS** : La sensibilité isotrope efficace (**E**ffective **I**sotropic **S**ensitivity).
- TIS** : La sensibilité isotrope totale (**T**otal **I**sotropic **S**ensitivity).
- RE/TBA** : mélange binaire **R**esine **E**poxyde-**T**itanate de **B**arium.
- RE/TCA** : mélange binaire **R**esine **E**poxyde-**T**itanate de **C**alcium.
- TCA**: Titanate de Calcium.

[RE.BT.MgO] : composite **TBa – MgO – Resine Epoxyde**.

HFSS: logiciel Ansoft-HFSS (**H**igh **F**requency **S**tructure **S**imulator)

FEM: La méthode des éléments finis (**F**init **E**lement **M**ethode).

ملخص

إن الهدف من هذا العمل هو القيام بدراسة حول المواد المركبة من مزيج من اوكسيد تيتانات وريسين قصد القيام بتطبيقها في تصغير الهوائيات. إن مدى إمكانية هذه المواد في التصغير و تأثيرها على المعايير القياسية للهوائيات المطبوعة (Gain total, Bande passante, Efficacité de rayonnement) تمت دراستها دراسة نظرية و رقمية, لقد تم عرض نتائج القياسات التجريبية لخصائص العازل الكهربائي المتحصل عليها لهذه المواد وهذا في مجال ترددات واسع حتى 10 جيجا هرتز, القياسات أعطت قيم سماحية العازل الكهربائي من 1 الى 30, وضياح العازل الكهربائي اقل من 0,01.

فيما بعد قمنا بتطبيق نماذج لقياس معايير مختلف أنواع الهوائيات (Patch, DRA, PIFA) مطبوعة فوق طبقة من مواد مركبة من اوكسيد تيتانات و ريسين بمساعدة برنامج المحاكات HFSS. النتائج المتحصل عليها من المحاكات جد مقبولة. $BP \sim 30 \text{ MHz}$, $S_{11} < -10 \text{ dB}$, $G_{tot} > 6 \text{ dB}$. هذا يبين إمكانية صناعة الهوائيات فوق طبقة من هذه المواد المركبة.

المفاتيح: المواد المركبة, اوكسيد التيتانات, العازل الكهربائي, الهوائي المصغر.

Résumé

L'objectif de ce travail consiste à faire une étude sur les matériaux composites à base oxyde de titanates et résine époxyde pour application dans la miniaturisation des antennes, les potentialités de miniaturisation de ces matériaux et leurs influences sur les performances des antennes imprimées (gain total (G_{tot}), bande passante (BP) et efficacité de rayonnement (η), etc.) sont étudiées théoriquement et numériquement, nous avons présenté plusieurs résultats expérimental des caractérisations des propriétés diélectrique de ces matériaux composites sur une large bande de fréquence, les mesures ont données des valeurs de permittivité diélectrique de 1 à 30, perte diélectrique $\tan \delta < 0.01$, et coefficient de stabilité de température $\tau_f \sim 0$.

Ensuite, nous avons modélisé les performances des différents types des antennes (patch, DRA, PIFA) imprimée sur substrat des matériaux composites à base de titanate a l'aide du simulateur HFSS, les résultats de simulation (gain total (5-7dB), coefficient de réflexion $S_{11} < -10 \text{ dB}$, bande passante 30 MHz ainsi que l'efficacité de rayonnement ($\eta > 70 \%$)) démontrent la faisabilité des antennes imprimée sur substrat à base de ces matériaux composites dans la bande ISM.

Mots clés : Matériaux composite, oxydes de titanates, diélectrique, antenne miniature.

Abstract

The goal of this work consists in doing a study of a composite material composed of oxides titanate and resin for applications in the miniaturization of the antennas, the potentialities of miniaturization of these materials and their influences on the performances of the printed antennas are studied theoretically and numerically, we present several results experimental about the dielectric properties characterization of composite materials polymeric oxides titanate on broad frequency band, measurements gave values of dielectric permittivity from 1 to 30, loss tangent $\tan \delta < 0.01$, and a temperature stability factor $\tau_f \sim 0$.

Then, we modulate the performances of the various antennas (patch, DRA, PIFA) printed on substrate of composite materials containing oxides titanates using simulator HFSS, the results of simulation prove the feasibility of the antennas printed on substrate containing of composite materials in band ISM.

Keywords: Materials composite, titanate oxides, dielectric, miniature antenna.