



UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID DE TLEMCEM
FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE



MEMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de
MASTER en

Composants et Systèmes Electroniques pour les Télécommunications

Réalisé par

NIGARURA Dieudonné

THEME

**Etude et Conception d'un réseau d'antennes imprimées log -
périodique multicouches**

Soutenu en juillet 2012 devant le Jury:

Mr S. A. DJENAS	Maitre de conférences à l'Université de Tlemcen	Président
Mme N. SELAADJI	Maitre-assistant à l'université de Tlemcen	Examineur
Mr S. M. BAHRI	Maitre de conférences à l'Université de Tlemcen	Examineur
Mr M. ABRI	Maitre de conférences à l'Université de Tlemcen	Encadreur
Mr S. M. BAHLOUL	Doctorant à l'Université de Tlemcen	Co-encadreur

Remerciement

Premièrement, je tiens à remercier le bon Dieu pour m'avoir gardé fort malgré mes faiblesses, pour m'avoir accompagné et guidé jusqu'à ce jour d'aujourd'hui, le jour tant attendu. Je me confie en lui pour toujours.

Deuxièmement, au nom de la science et de l'innovation technologique, au nom de la vertu et de la passion du travail accompli, à la force du courage et de la volonté de savoir, je tiens à remercier mon encadreur Mr M. ABRI Maître de conférence (classe A) de l'université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen, pour le sujet assez intéressant qu'il m'a proposé, son soutien, ses précieux conseils et ses critiques positifs qui m'ont tant aidé pour venir au terme de ce travail. Je profite ce moment pour remercier également mon Co-encadreur Mr M.S. BAHLOUL Doctorat de l'université Abou-Bekr Belkaid pour m'avoir fait part de son savoir-faire dans la conception des antennes plaquées.

Je tiens également à exprimer mes reconnaissances à tous les membres du jury pour leur bonne volonté de présider, d'examiner et de contribuer à la finalité de ce travail. Je ne manquerais pas aussi de remercier l'ensemble des professeurs qui ont participé à notre formation ; tout particulièrement à notre responsable et professeur du parcours de cycle MASTER Mr M.FEHAM Professeur de l'université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen pour l'intérêt qu'il a su accorder à notre formation.

Un grand merci à mes parents, mes frères et sœurs, toutes mes proches et amis, qu'ils trouvent toute ma gratitude à travers ce travail.

Enfin, je remercie toute personne qui a contribué d'une façon ou d'une autre à l'aboutissement de ce travail.

Table des matières

Liste des figures.....	i
Liste des tableaux.....	iv
Introduction générale	1
CHAPITRE I : Généralités sur les antennes imprimées	
I. 1. Introduction.....	4
I.2. Présentation générale d'une antenne imprimée.....	4
I.2.1. Définition d'une antenne.....	4
I.2.2. L'élément rayonnant (patch).....	5
I.2.3. Le choix du matériau diélectrique.....	5
I.2.4. Caractéristiques électriques et fréquentielles des antennes imprimées.....	6
I.2.5. Impédance d'entrée de l'antenne.....	6
I.2.6. Coefficient de réflexion.....	7
I.2.7. Gain d'une antenne.....	7
I.2.8. Directivité d'une antenne.....	7
I.2.9. Rendement d'une antenne.....	8
I.2.10. La bande passante d'une antenne.....	9
I.2.11. Diagramme de rayonnement.....	9
I.2.12. Ouverture angulaire.....	10
I.2.13. Rapport d'ondes stationnaires.....	10
I.2.14. Coefficient de réflexion S11.....	11
I.2.15. Polarisation.....	11
I.3. Avantages et inconvénients des antennes imprimées.....	11
I. 4. Méthodes d'alimentation de l'élément rayonnant.....	13
I.5. Domaine d'application des antennes imprimées.....	13
I.6. Antennes planaires.....	14
I.6.1. Principe.....	15
I.6.2. Applications des antennes planaires.....	15
I.7. Les antennes multicouches (Multi-bandes).	16

I.7.1. Principe de base des antennes imprimées multicouches.....	16
I.8. Association en réseaux des antennes imprimées.....	18
I.8.1. Techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes imprimées.....	19
I.8.2. Procédures de conception d'un réseau d'antennes imprimées.....	20
I.8.3. Avantages et inconvénients des réseaux d'antennes imprimées.....	20
I.9. Conclusion.....	21

CHAPITRE II : Antennes monocouche et multicouches larges bandes

II. 1. Introduction.....	23
II. 2. Antenne bi-bande en forme de "2" fonctionnant à deux fréquences de résonance : 6.78 GHz et 7.85 GHz.	23
II.2.1. coefficient de réflexion S_{11}	24
II.2.2. Phase réfléchie de l'antenne.....	25
II.2.3. Diagramme de rayonnement en trois et deux dimensions.....	27
II.3. Antennes multicouches.....	28
II.3.1. Influence des dimensions de l'antenne.....	29
II.3.2. Influence de la largeur de la fente de couplage.....	30
II.3.3. Influence de la permittivité relative du diélectrique utilisé.....	32
II.3.4. Influence de la longueur de la fente de couplage.....	33
II.3.5. Influence de la hauteur de la ligne d'alimentation.....	35
II.3.6. Influence de la largeur de la ligne micro-ruban (W_f).....	37
II.3.7. Influence de la hauteur inter-résonatrice (fente et patch), H	38
II. 4. Domaine d'application.....	44
II.5. Conclusion.....	44

CHAPITRE III : Association des éléments rayonnants en architecture log-périodique

III. 1. Introduction.	46
III.2. Principe des antennes log-périodiques.	46
III.3. Détermination des éléments rayonnants.	47

III.4. Réseau d'antennes log périodiques à polarisation linéaire à élément rayonnant alimenté par fente.	48
III.4.1. Conception des éléments constituant le réseau d'antennes.	48
a) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 4.56 GHz.....	48
b) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 4.96 GHz.....	50
c) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 5.39 GHz.....	52
d) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 5.9 GHz.....	54
e) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 6.4 GHz.....	56
III.4.2. Association des éléments en réseau d'antennes.....	58
III.5.Conclusion.....	65
Conclusion générale.....	67
Annexe	68
Bibliographie :.....	71

Chapitre I

Généralités sur les antennes imprimées

I. 1. Introduction

Dans les systèmes de communication par ondes hertziennes, les antennes d'émission et de réception sont des dispositifs indispensables pour assurer la liaison entre deux entités communicantes. Pour établir une telle liaison à des distances plus importantes, on fait recours aux hautes fréquences, donc à de courtes longueurs d'ondes. Dans ces conditions, les antennes imprimées apportent une solution de choix car, associées en réseau, elles permettent d'obtenir un gain très important et une large bande passante pour des liaisons très hauts débits. Encore plus, les antennes imprimées ont de conception onéreuse et de coût abordable sur marché, accessibles donc au grand public. On les rencontre dans de nombreux dispositifs électroniques de communications modernes.

I. 2. Présentation générale d'une antenne imprimée

I. 2. 1. Définition d'une antenne imprimée

Une antenne est définie comme un dispositif électronique qui transforme l'énergie électrique en énergie électromagnétique (antenne d'émission), ou traduit un rayonnement électromagnétique en courant induit (antenne de réception).

Les antennes imprimées sont des dispositifs essentiellement utilisés dans des situations où l'on ne souhaite pas modifier le profil de la structure sur laquelle elles sont posées. Typiquement, une antenne imprimée se présente comme une plaque métallique d'épaisseur négligeable placée au-dessus d'un substrat diélectrique de faible épaisseur recouvrant une surface métallique nommée plan de masse (figure I. 1). L'élément rayonnant est généralement en matériaux bon conducteur, comme le cuivre, l'argent ou l'or.

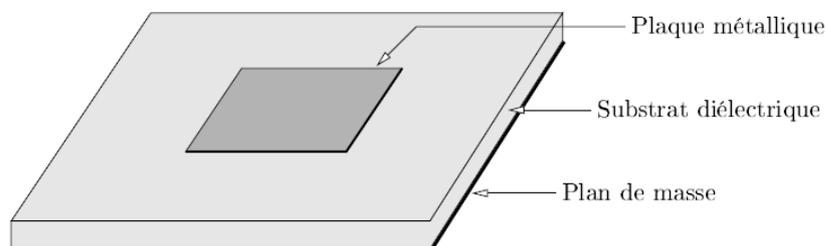


Figure I. 1 : Représentation d'une antenne Patch, forme carrée.

I.2.2. L'élément rayonnant (patch)

L'élément rayonnant d'une antenne imprimée, communément appelée patch, constitue la partie essentielle pour toute la structure de l'antenne. Sa forme et son alimentation influencent fortement sur la qualité des paramètres de cette antenne.

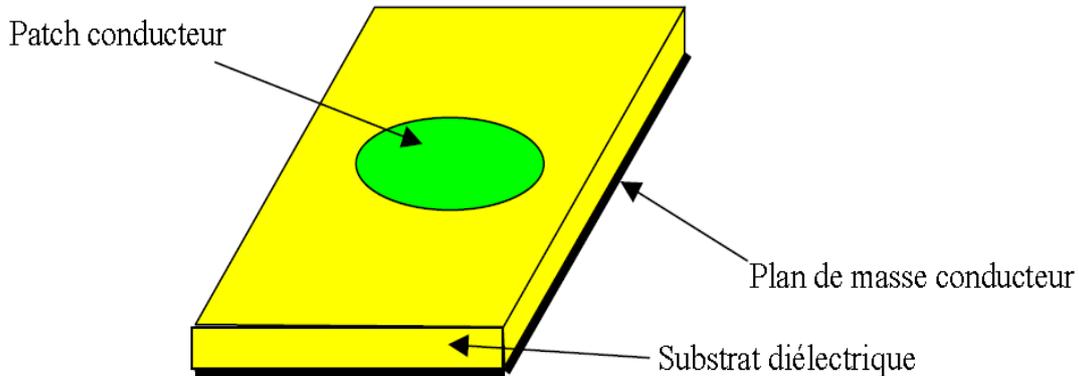


Figure I. 2 : Structure de base d'une antenne imprimée, forme circulaire.

Dans la pratique, les éléments rayonnants les plus souvent utilisés sont de forme variée, qui peut être carré, rectangle, disque ou anneau (figure I. 2). Ces formes influent sur les performances de l'antenne telles que le diagramme de rayonnement, le gain etc. Des formes de géométrie plus complexes sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.

I. 2. 3. Le choix du matériau diélectrique

Les éléments rayonnants (patches, en Anglais) des antennes ont invariablement besoin d'un support mécanique. La nature du substrat diélectrique joue un rôle majeur sur les performances des antennes imprimées. En outre le substrat peut engendrer deux sources de perte : les pertes diélectriques et les pertes résistives.

Les substrats diélectriques doivent être de permittivité faible et d'épaisseur élevée de façon à permettre le rayonnement, en évitant le confinement des champs électromagnétiques dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse. Les matériaux les plus courants sont des composites à base de Téflon ($2 \leq \epsilon_r \leq 3$ et $\text{tg } \delta \approx 10^{-4}$), de polypropylène ($\epsilon_r = 2,18$ et $\text{tg } \delta \approx 3 \cdot 10^{-4}$), epoxy ($\epsilon_r = 4,2$), Téflon TLY ($\epsilon_r = 2,35$) et duroid ($\epsilon_r = 10,8$) ainsi que des mousses synthétiques contenant de minuscules poches d'air ($\epsilon_r = 1,03$ et $\text{tg } \delta \approx 10^{-3}$). Pour les matériaux semi-conducteurs comme le silicium (Si, $\epsilon_r = 11$) ou l'arséniure de Gallium (AsGa, $\epsilon_r = 13$), la valeur de leur constante diélectrique est très élevée par rapport à celle utilisée pour les antennes imprimées, ce qui entraîne une diminution de l'énergie rayonnée, de

la bande passante et une baisse des performances de la structure ainsi que des pertes importantes.

I. 2. 4. Caractéristiques électriques et fréquentielles des antennes imprimées

L'antenne est un élément de transition entre le circuit électrique et l'environnement. Elle assure la conversion de l'énergie électrique en énergie électromagnétique rayonnée dans l'espace ou l'énergie électromagnétique en énergie électrique et vice-versa. De ce fait, les caractéristiques de l'antenne sont classées en deux catégories : en fonction des paramètres électriques et en fonction des paramètres fréquentielles. Fortement dépendant de la géométrie de l'antenne, ces paramètres déterminent les qualités, les performances et les applications particulières à ces antennes.

Une bonne antenne doit donc satisfaire certaines exigences, à savoir :

- assurer une bonne adaptation entre l'équipement et le milieu de propagation des ondes électromagnétiques : en émission l'adaptation consiste à tirer le maximum de l'énergie de l'émetteur et de le rayonner vers l'extérieur ; en réception, une bonne adaptation sert à capter le maximum de l'énergie électromagnétique du milieu de propagation vers l'équipement récepteur, donc présenter le minimum de pertes en émission comme en réception.
- concentrer le maximum de l'énergie émise vers les zones ciblées de l'espace, donc présenter une bonne directivité.
- assurer une transmission fidèle ; ceci sous-entend une polarisation constante, un bon découplage, le temps (vitesse) de propagation de groupe doit rester constant.

I. 2. 5. Impédance d'entrée de l'antenne imprimée

L'impédance d'entrée du patch élémentaire est de quelques centaines d'Ohms sur le bord de la cavité de l'antenne. Cette impédance décroît progressivement en se dirigeant vers le point d'alimentation du patch. Au niveau ce dernier, la valeur recommandée de l'impédance est de 50Ω , et ceci pour avoir une bonne alimentation. L'impédance d'une antenne varie avec la fréquence utilisée.

En considérant l'antenne comme un quadripôle caractérisé par sa matrice de transfert S , on peut, théoriquement, calculer la valeur de l'impédance d'entrée Z_{in} par l'expression (I.1) contenant le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle S_{11} :

$$Z_{in} = \frac{1-S_{11}}{1+S_{11}} \quad (I.1)$$

Pour qu'une antenne ait un bon rendement, il est nécessaire que l'émetteur, la ligne de transmission (le plus souvent un câble coaxial), et l'antenne aient la même impédance (de valeur égale). Dans le cas d'antennes multi-bandes, où il est difficile d'avoir une impédance constante sur toutes les fréquences, on utilise souvent une boîte d'accord, son rôle est d'adapter l'impédance suivant la fréquence.

I. 2. 6. Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne. Les discontinuités présentées par l'antenne peuvent être caractérisées par le coefficient de réflexion, qui est lié à l'impédance d'entrée par la relation (I.2) :

$$S_{11} = \frac{Z_r - Z_c}{Z_r + Z_c} \quad (\text{I.2})$$

Où : Z_c est l'impédance de normalisation, en générale égale à 50Ω . Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne. On a le cas idéal pour $S_{11}=0$, c'est-à-dire lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne vaut $Z_r = Z_c$.

I. 2. 7. Gain d'une antenne

Le Gain d'une Antenne est un paramètre important relatif aux antennes directives. Pour une antenne directive, l'énergie est plus faible dans certaines directions (lobes secondaires) et plus importante dans d'autres (lobes principaux).

Le gain d'une antenne est défini par le rapport de la puissance émise dans la direction du lobe principal à la puissance qui serait émise par une antenne omnidirectionnelle consommant la même puissance à la source. Cette grandeur est exprimée en dBi ('i' pour isotrope), elle est donnée par la relation (I.3) :

$$G(\theta, \varphi) = \eta * D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.3})$$

Avec :

- η : le rendement de l'antenne ;
- $D(\theta, \varphi)$: la directivité de l'antenne ;
- $G(\theta, \varphi)$: le gain de l'antenne.

Une antenne étant un élément strictement passif qui n'amplifie pas le signal ! Son gain représente la concentration en puissance dans une direction privilégiée par rapport à une antenne isotrope sans pertes. Les plus grands gains sont obtenus avec des antennes paraboliques (20 à 60 dB).

I. 2. 8. Directivité d'une antenne

La directivité est un paramètre employé pour caractériser l'émission ou la réception des ondes dans une direction considérée (θ, φ). Elle peut être calculée par le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée et celle d'une antenne isotrope de référence (I.4). Elle est souvent exprimée par l'angle dont la bissectrice et la direction de rayonnement maximum, à l'intérieur duquel le gain en puissance ne descend pas au-dessous du gain maximum. Cette diminution du gain correspond à 3dB.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\left(\frac{1}{4\pi}\right) \int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

- $P(\theta, \varphi)$: densité de la puissance reçue de l'émetteur ;
- $\left(\frac{1}{4\pi}\right) \int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega$: densité de puissance moyenne rayonnée dans toute l'espace ;
- $D(\theta, \varphi)$: la directivité de l'antenne.

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope, antenne de référence.

I. 2. 9. Rendement d'une antenne

Le rapport entre l'énergie rayonné et celle que lui fournit l'alimentation (source), exprime le rendement de l'antenne. La différence entre l'énergie rayonnée et l'énergie fournie est dissipée sous forme de chaleur dans la résistance ohmique de l'antenne.

Le rendement global d'une chaîne est déterminé par le bilan de transmission. Ce bilan correspond à la somme des pertes et des gains. Il est exprimé en pourcentage, défini par la relation (I.5).

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad (\text{I.5})$$

Avec :

- P_r : la puissance rayonnée par l'antenne ;
- P_f : la puissance fournie à l'antenne.

I. 2. 10. La bande passante d'une antenne

La bande passante d'une antenne peut être définie comme étant la plage de fréquences pour laquelle les caractéristiques techniques restent dans les tolérances déterminées. Elle est obtenue par l'équation (I. 6) :

$$BP = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (I.6)$$

Avec :

- f_0 étant la fréquence de résonance de l'antenne ;
- f_{max} est la fréquence maximale de coupure ;
- f_{min} est la fréquence minimale de coupure.

Il est à savoir qu'une antenne ne fonctionne pas à toutes les fréquences. Sa bande passante est limitée par :

- Le TOS maximal admissible, par exemple $TOS < 2$;
- La variation du gain de l'antenne ;
- La déformation du diagramme de rayonnement.

I. 2. 11. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est une représentation en deux dimensions (2D) ou en trois dimensions (3D) de la façon dont l'antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace à une distance 'r' relativement grande (zone lointain). La figure (I. 3) représente une vue en deux dimension d'un diagramme de rayonnement d'une antenne.

Le diagramme de rayonnement le plus large est obtenu dans le cas d'une antenne isotrope, qui rayonne d'une manière uniforme dans toutes les directions. Ce type d'antenne sert de référence quantitative et qualitative. La représentation physique de son diagramme de directivité correspond à une sphère, car elle rayonne (ou collecte) une quantité d'énergie identique quelle que soit la direction examinée dans l'espace. Pour améliorer leur lisibilité, les

diagrammes de directivité sont représentés par une coupe dans le plan vertical et une coupe dans le plan horizontal et la quantité d'énergie rayonnée ou collectée est baptisée "champ".

Le diagramme de rayonnement est tracé selon la fonction normalisée $F_a(\theta, \varphi)$ qui est le rapport entre le champ électrique rayonné $E(\theta, \varphi)$ et sa valeur maximale E_{max} ; il est donné par l'expression (I.7):

$$F_a(\theta, \varphi) = \frac{E(\theta, \varphi)}{E_{max}} \quad (I.7)$$

On peut toutefois la convertir ensuite en unité logarithmique (dB) en introduisant le logarithme par la relation (I.8) :

$$F_a(\theta, \varphi) = 20 * \log F_a(\theta, \varphi) \quad (I.8)$$

Où:

- θ est l'angle d'élévation (plan horizontal) ;
- α est l'angle azimutal (plan vertical).

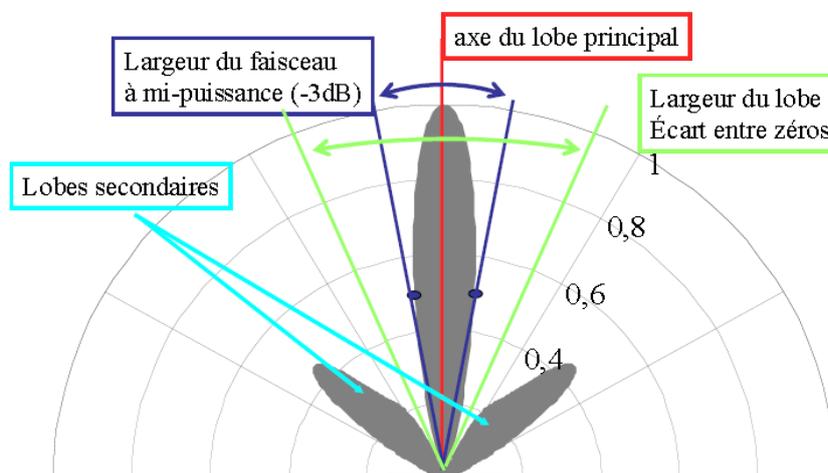


Figure I. 3 : Vue 2D du diagramme de rayonnement.

I. 2. 12. Ouverture angulaire

L'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable. Il est donc représentatif de la directivité de l'antenne. Plus cet angle est étroit, plus l'antenne est

directive. Généralement spécifié dans les plans de symétrie de l'antenne; il est limité par le rapport entre la plus grande dimension de l'antenne et la longueur d'onde.

I. 2. 13. Rapport d'ondes stationnaires

Le rapport d'onde stationnaire (R.O.S) quantifie le niveau d'adaptation (ou plus exactement de désadaptation). C'est une quantité qui varie de l'unité, pour une chaîne parfaitement adaptée ; à l'infinie, pour une chaîne complètement désadaptée. Le rapport d'onde stationnaire est donné par l'expression (I.9) :

$$\text{R. O. S.} = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \quad (\text{I.9})$$

Où le coefficient de réflexion (ρ) se calcule par l'expression (I. 10) :

$$|\rho| = \frac{|U_1|}{|U_2|} \quad (\text{I. 10})$$

U_1 et U_2 étant les tensions à l'entrée et à la sortie du quadripôle de l'antenne.

I. 2. 15. Polarisation

L'onde électromagnétique émise par une antenne est composée d'une variation du champ électrique et du champ magnétique ayant des axes orthogonaux (à 90 degrés l'un de l'autre). La polarisation d'une antenne est celle du champ électrique de l'onde qu'elle émet ou reçoit de façon privilégiée. Le type de polarisation peut être linéaire, circulaire ou, dans le cas général, elliptique.

- A) *Polarisation linéaire* : Où le champ E n'a qu'une composante variant sinusoïdalement ; sa trajectoire est donc un segment de droite. Un dipôle génère classiquement une onde EM polarisée linéairement.
- B) *Polarisation circulaire* : Où le champ E a deux composantes E_θ et E_ϕ de même amplitude et déphasées de 90 degrés, leurs extrémités décrivent un cercle en se propageant.
- C) *Polarisation elliptique* : La polarisation elliptique correspond au cas général d'un champ E comprenant deux composantes E_θ et E_ϕ d'amplitudes et de phases quelconques.

Lors des applications dans les communications terrestres, fixes ou mobiles, une polarisation linéaire verticale ou horizontale suffit. Pour des communications avec des engins

spatiaux en rotation sur eux-mêmes, une polarisation circulaire permet au récepteur de recevoir un signal indépendamment de la position angulaire de l'antenne d'émission.

I.3. Avantages et inconvénients des antennes imprimées

Actuellement, les antennes imprimées deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et leur permettre d'être applicable aux différentes situations d'intégration. La technologie de ces antennes est issue de celle des circuits imprimés, ce qui leur confère certains avantages par rapport aux antennes classiques (cornet, dipôle filaire, paraboles etc.) tels que :

- Faible poids ;
- Une épaisseur et un encombrement minimes ;
- La possibilité de réalisation en série et à faible coût ;
- La faculté de se conformer à des surfaces courbes (ailes d'avion, missile, voitures, radars ...) ;
- Leur profil est fin d'où une possibilité de les associer en réseau ;
- Polarisation linéaire et circulaire par simple changement de la position d'alimentation pour les télécommunications ;
- Possibilité d'obtenir des Antennes multi-bandes, multi-polarisations;
- Une grande robustesse lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides ;
- Intégration des éléments actifs associés (amplificateurs, diodes, transistors).
- adaptées aux surfaces planes et non planes,

Cependant, les antennes imprimées présentent un nombre non négligeable d'inconvénients :

- faible efficacité ;
- Faible puissance admissible, quelques dizaines de Watts;
- Impureté de la polarisation ;
- Rayonnement parasite de l'alimentation et des ondes de surface ;
- Un gain restreint ;
- Une forte influence de la qualité du substrat diélectrique utilisé sur les performances de l'antenne ;
- Une faible bande passante (1 à 5 %) ;

- Faible isolation entre l'élément rayonnant et l'alimentation (couplage);

Des progrès considérables ont été réalisés pour améliorer les performances des antennes imprimées, notamment leur bande passante. Des méthodes telles que l'augmentation de l'épaisseur du substrat, la diminution de la permittivité relative, permettent d'augmenter la bande passante jusqu'à 35%. Toutefois, en augmentant l'épaisseur du substrat, on crée des ondes de surface qui représentent des pertes et diminuent par conséquent le rendement de l'antenne. Ces ondes de surfaces peuvent être éliminées tout en maintenant une large bande passante par l'introduction de fentes sur l'élément rayonnant.

I. 4. Méthodes d'alimentation de l'élément rayonnant

L'alimentation joue un rôle très important lors de la conception des antennes imprimées. Elle apporte une grande influence sur les caractéristiques de rayonnement de celles-ci. L'alimentation de l'antenne imprimée dépend de la manière dont cette dernière est intégrée dans le dispositif.

Les alimentations des antennes imprimées se classent en deux grandes catégories : alimentations par contact (par câble coaxial) et alimentations par proximité (par fente). Ce sont les techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées.

Les trois principaux types d'alimentations sont :

- A) *alimentation par ligne* : une ligne microstrip est reliée au patch et lui fournit l'énergie. Elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite.
- B) *alimentation par connecteur* : un connecteur standard (SMA) est soudé au plan de masse qui est perforé pour permettre à l'âme central d'être reliée au patch en traversant le diélectrique. L'énergie est amenée par guide coaxial.
- C) *alimentation par fente* : une ligne est disposée au dos du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous le patch afin que l'énergie amenée par la ligne soit communiquée à l'antenne.

I. 5. Domaine d'application des antennes imprimées

Les antennes imprimées sont largement très employées de nos jours puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes de communications actuels. Leur forme et dimensions les rendent intégrables sur de nombreux mobiles : avions, voitures, missiles, téléphone portable, etc. Les antennes imprimées sont largement utilisées dans les applications micro-ondes. Le substrat diélectrique utilisé dans leur réalisation est un paramètre clef, d'une part, au niveau technologique pour assurer des bonnes

performances (efficacité, largeur de bande, radiation,...) et d'autre part au niveau économique afin d'obtenir des antennes à prix compétitif. Elles sont largement utilisées aujourd'hui dans les applications hyperfréquences, surtout dans les systèmes satellites et dans les applications de communications sans fil (Wireless) comme WLAN (Réseau local sans fil).

Pour un utilisateur, la principale qualité des antennes imprimées reste leur faible volume et leur discrétion. Grâce à leur conformabilité, elles perturbent très peu l'aérodynamisme des véhicules terrestres ou aériens sur lesquels elles sont montées.

L'aviation civile et militaire a des besoins spécifiques et bien souvent la sécurité envol dépend d'un composant crucial qui est l'antenne. La technique des antennes imprimées a été introduite dans les systèmes de communication, de navigation et d'atterrissage.

L'antenne à balayage électronique constitue une application typique des réseaux d'antennes imprimées aux systèmes de télédétection ou RADAR, et concurrence les antennes classiques à balayage mécanique car elle ne connaît pas les problèmes d'usure mécanique. Mais en revanche, son coût de fabrication est nettement plus élevé.

Les antennes imprimées ont été montées sur des missiles comme système de guidage dans les applications de guidage et de télédétection, la qualité importante de l'antenne est d'avoir une bonne directivité, par contre pour les systèmes de communication la bande passante est nécessairement large.

La sécurité routière et le confort des passagers peuvent être améliorés à l'aide des systèmes RADAR utilisant des antennes imprimées placées sur des véhicules, pour connaître la distance entre le véhicule par temps de brouillard, la vitesse, et l'état de la route pour les systèmes à suspension active.

I. 6. Antennes planaires

Pour répondre aux besoins actuels du domaine des télécommunications, les concepteurs en hyperfréquences sont amenés à élaborer des dispositifs à base des antennes planaires. Ces antennes présentent des caractéristiques très avantageuses, surtout dans le cas où elles doivent opérer dans des fréquences très élevées. Elles sont simples à réaliser et elles ont été étudiées et modélisées par plusieurs auteurs.

I. 6. 1. Principe

Les antennes planaires se définissent comme des structures rayonnantes pouvant être représentées en deux dimensions dans un repère cartésien (Figure I.4). Ces antennes sont largement utilisées en technologie imprimée, sous forme de structures micro-rubans pour des

applications à faible bande passante. Mais les antennes imprimées sont aussi utilisées pour des applications large-bandes si on éloigne le plan réflecteur de la partie rayonnante, si l'on diminue ou supprime la permittivité du milieu et si on utilise des formes spirales ou log-périodiques.

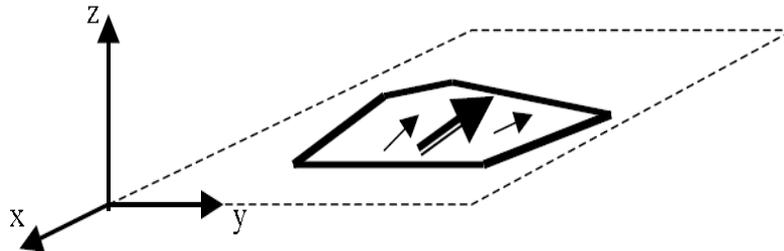


Figure I. 4 : Antenne planaire et les courants schématique.

Les avantages qu'elles présentent les rendent beaucoup plus employées par rapport aux modèles classiques tels que les antennes cornets, les paraboles ou les dipôles. Particulièrement, la conformation facile et leur compatibilité avec l'intégration de circuits actifs, font qu'elles sont particulièrement adaptées pour réaliser des systèmes compacts de réception-émission ou de larges réseaux d'antennes.

I. 6. 2. Applications des antennes planaires

Les antennes planaires sont des dispositifs constitués de gravures métalliques reposant aux interfaces d'un empilement de substrats diélectriques. Réalisées avec des technologies identiques à celles des circuits imprimés, elles sont potentiellement bas coût, légères et d'encombrement limité. Pour ces raisons, elles sont utilisées dans de nombreux systèmes de communication tels que la téléphonie mobile, les systèmes multimédia sans fil (WIFI, Bluetooth) ou encore les communications spatiales. Elles trouvent également des applications dans certains systèmes radar ou de télédétection et sont utilisées dans des bandes de fréquences allant de 1GHz jusqu'aux bandes millimétriques.

I. 7. Les antennes multicouches (Multi-bandes)

L'intérêt pour les antennes multi-bandes ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes bord et sol en associant plusieurs applications sur une même antenne, économique. La plupart des antennes multi-bandes publiées dans la littérature présentent des fréquences de fonctionnement corrélées. Ainsi les antennes multicouches font

partie de la gamme des solutions retenues pour obtenir des réseaux à larges bandes passantes pour les communications hauts débits.

I. 7. 1. Principe de base des antennes imprimées multicouches

Une antenne large-bande est une antenne dont les performances sont indépendantes ou quasi-indépendantes de la fréquence. Ces antennes sont caractérisées par la largeur de leur bande de fonctionnement ainsi que les dimensions minimales et maximales fixant respectivement la plus haute et la plus basse fréquence de fonctionnement.

Une antenne multi-bande est une antenne beaucoup plus sélective. Autrement dit, elle ne permet de faire passer que les bandes d'intérêt en jouant le rôle d'un filtre. Un autre avantage des antennes multi-bandes est la possibilité d'utiliser des éléments rayonnants indépendants pour chaque bande.

Ainsi, il est aisé de faire varier la zone de couverture d'une des bandes sans modifier les couvertures des autres bandes de l'antenne. La variation de la couverture d'une bande est obtenue par une variation de l'élément rayonnant responsable de cette bande. La technique la plus classique pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou de plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bandes peuvent être de même type ou différents les uns des autres. Coté excitation, les éléments constituant les antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux manières différentes :

- A) Alimentation directe par port d'excitation : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments actifs ou directeurs.
- B) Alimentation par couplage électromagnétique avec élément rayonnant voisin alimenté directement : dans ce cas ces éléments sont appelées éléments parasites ou passifs.

Les figures I.5 et I.6 montrent le comportement d'une antenne multi-bande, son coefficient de réflexion et sa fréquence d'adaptation sont représentés.

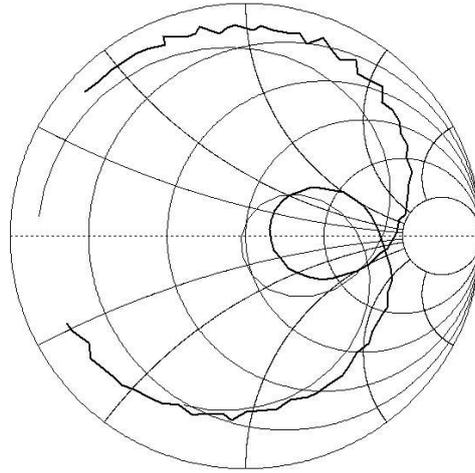


Figure I. 5 : Coefficient de réflexion de l'antenne.

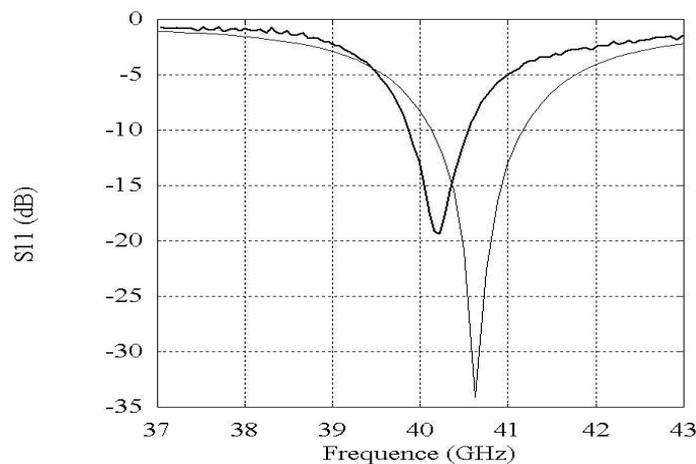


Figure I. 6 : Fréquence d'adaptation de l'antenne.

Les regroupements les plus simples s'obtiennent par l'association de plusieurs éléments sources identiques qui se déduisent les uns des autres par translation afin de former des réseaux linéaire et plans. Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne réseau dépendent du diagramme de rayonnement de chaque élément rayonnant de base, des coefficients d'excitation en amplitude et en phase de chaque source et de la distance inter-élément. La géométrie des réseaux dépend en général du nombre d'éléments rayonnants nécessaire pour satisfaire les contraintes imposés par le système. Pour obtenir une directivité maximale du réseau, la distance inter-élément rayonnant doit être prise dans l'intervalle $0.6\lambda_0$ à $0.75\lambda_0$.

I. 8. Association en réseaux des antennes imprimées

L'intérêt principal des antennes imprimées réside dans la possibilité de constituer des réseaux de plusieurs éléments afin d'avoir des performances largement supérieures à celles

d'un élément isolé. L'utilisation d'une antenne seule s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées et de problème du gain. Des caractéristiques spécifiques, un gain élevé, un lobe formé ne peuvent généralement être obtenus que par le regroupement de plusieurs sources rayonnantes pour former ce qu'on appelle une antenne-réseau.

Les réseaux d'antennes formées par des antennes imprimées peuvent être alimentés soit par une sonde coaxiale, soit par une ligne micro-ruban en contact direct, dans ce dernier cas la mise en réseau pose des problèmes et pour éviter cela, une nouvelle solution d'alimentation est envisagée. Elle est obtenue par couplage électromagnétique, à travers une fente, entre une ligne micro-ruban et l'élément rayonnant afin d'obtenir une large bande passante.

La géométrie du réseau est déterminée grâce aux étapes suivantes :

- Le gain, la taille maximale de l'antenne, les ouvertures angulaires des diagrammes dans les plans principaux déterminent le nombre d'éléments rayonnants nécessaires.
- La distance entre deux éléments rayonnants successifs peut varier de 0.6 à $0.75 \lambda_0$ pour que la directivité du réseau soit maximale. Si les éléments sont trop rapprochés, le phénomène de couplage qui se crée fait diminuer la valeur maximale de la directivité. Si par contre ils sont trop éloignés, on distingue l'apparition de lobes de réseau.
- Si le diagramme de rayonnement doit vérifier un modèle éventuellement imposé, des outils de synthèse permettent de déterminer les pondérations et les déphasages à appliquer à chaque élément. La pondération en amplitude permet notamment de diminuer le niveau des lobes secondaires et la pondération.

La figure I.7 nous montre la disposition des éléments rayonnants sur un réseau linéaire.

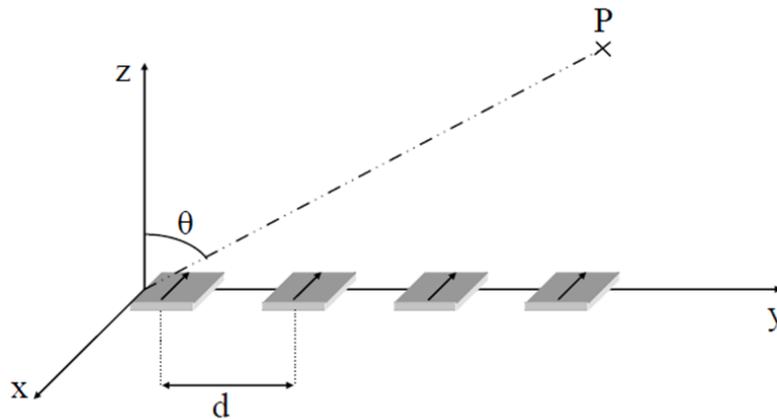


Figure I. 7 : Géométrie d'un réseau linéaire de patches rectangulaires.

Sur la figure I.8, nous montrons un exemple tiré de la littérature d'un diagramme de rayonnement d'un réseau de 16 éléments rayonnant de façon isotrope ; espacés de $0,5\lambda_0$ (source isotrope) ; placés suivant Y avec une loi d'alimentation uniforme ($a_i = 1$, $\phi_i = 0$).

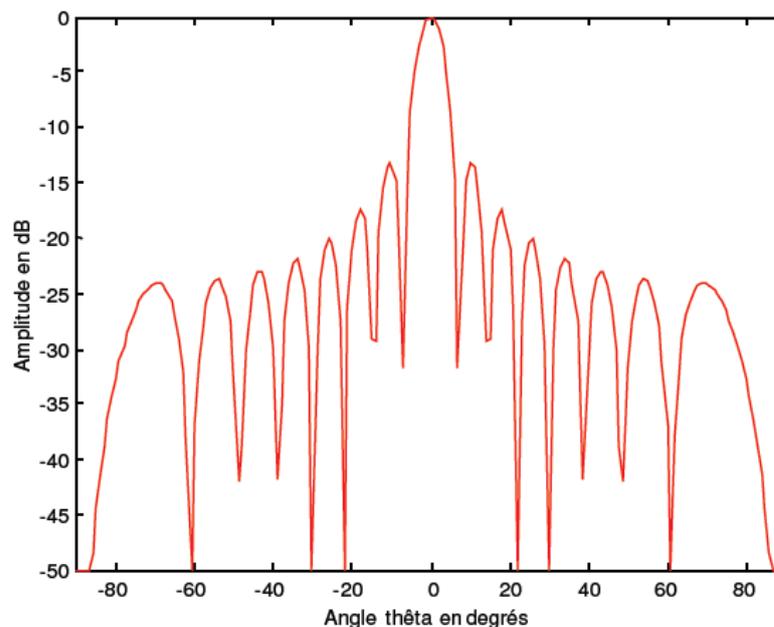


Figure I. 8 : Diagramme de rayonnement pour le plan $\phi = 90^\circ$.

I. 8. 1. Techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes imprimées

Le réseau d'alimentation de l'antenne-réseau aura pour objectif d'amener l'énergie aux différentes sources rayonnantes en respectant les lois de pondération. La technique la plus simple consiste à alimenter les éléments rayonnants par des lignes microbandes. Le réseau d'excitation peut avoir des architectures variées selon le besoin. Le principe de répartition d'énergie se fait par utilisation des lignes microbandes et des transformateurs d'impédances quarts d'ondes par l'utilisation des déphaseurs.

Toutes les structures d'alimentations sont supposées uniformes de point de vue distribution de puissance (les patchs doivent être alimentés avec la même puissance). Il faut mettre en considération que les signaux émis par les sources sont tous en phase avec la même fréquence en fonction du temps.

Le circuit d'excitation peut prendre plusieurs architectures ; on distingue deux principaux types :

- Alimentation en série, assez pratique ;
- Alimentation en parallèle, beaucoup plus encombrant.

I.8.2. Procédures de conception d'un réseau d'antennes imprimées

Selon les littératures, les principales étapes à suivre pour concevoir un réseau d'antennes imprimées sont toujours les mêmes quelle que soit la nature du réseau (linéaire ou bidimensionnel). La démarche à suivre est la suivante :

- Étude de l'élément rayonnant de base ;
- Détermination de la géométrie du réseau : consiste à fixer le nombre d'éléments rayonnants et la distance inter-éléments ;
- Calculs des pondérations permettant de respecter le gabarit du diagramme de rayonnement ;
- Former un circuit permettant de ramener l'impédance à 50Ω au niveau de la connexion c'est-à-dire le point d'alimentation du patch;
- Analyse rigoureuse de vérification et de correction du réseau ainsi déterminé.

I. 8. 3. Avantages et inconvénients des réseaux d'antennes imprimées

La mise en réseau des antennes imprimées permet d'obtenir des gains plus élevés comparativement au gain d'un élément seul. De larges bandes passantes peuvent être obtenues pour des réseaux d'antennes multicouches conçues à cet effet, pour assurer des liaisons haut débits.

Un autre grand avantage des réseaux d'antennes imprimées est le fait que l'on puisse conformer le diagramme de rayonnement à souhait en fonction de l'application envisagé, ce qui n'est pas toujours le cas pour d'autres types d'antennes.

La possibilité de générer de la polarisation circulaire est également très intéressant pour un grand nombre d'applications telles que les communications cellulaires, la navigation, les systèmes RADAR et satellitaires, etc.

Néanmoins, les pertes dues aux circuits de distributions et aux couplages font que les réseaux d'antennes imprimées possèdent un gain inférieur aux autres types d'antennes. La complexité de la réalisation est un autre grand problème pour ce genre de réseaux (apparition de sur-gravures à cause de faibles distances entre des lignes aux fréquences très élevées).

I.9. Conclusion

Nous venons de présenter les principales caractéristiques des antennes imprimées, leurs techniques d'alimentation ainsi que leurs avantages et inconvénients. Partant du principe de fonctionnement des antennes imprimées, on a vu qu'elles présentent un grand intérêt de pouvoir être associées en réseaux afin d'atteindre de bonnes performances (en gain, directivité, ...) pour des applications nécessitées. A partir des travaux déjà réalisés, nous avons également présenté un aperçu des antennes planaires et des antennes imprimées fonctionnant en multi-bandes (multicouches) qui présentent un intérêt économique incontournable. Nous avons également procédé à l'association en réseau d'antennes imprimées. Nous avons mis en évidence une bonne partie des raisons de mise en réseau de ce genre d'antenne, ce qui constitue des structures log-périodiques sous certaines conditions.

Pour la suite de ce travail nous attaquerons la conception de plusieurs configurations d'antennes imprimées multi-bandes et multicouches. On verra aussi les antennes log-périodiques qui se basent sur les avantages apportés par les antennes plaquées.

Chapitre II

**Antennes monocouche et multicouches
larges bandes**

II. 1. Introduction

Les antennes imprimées ont été inventées pour répondre aux besoins en antennes compactes. Initialement ces antennes étaient constituées d'une couche métallique séparée d'un plan réflecteur par une couche mince d'un diélectrique à faible perte. Aujourd'hui les antennes imprimées sont fabriquées et utilisées sous forme de structures multicouches avec plusieurs parties rayonnantes et diélectriques séparateurs empilées les uns sur les autres.

Dans ce chapitre, on présente les résultats de simulations de quelques structures d'antennes imprimées à bandes étroites et larges bandes (multi-bandes) que nous proposons d'étudier le comportement dans certaines gammes de fréquences. L'élément de base de l'antenne est une bande conductrice déposé sur un substrat diélectrique de constante diélectrique ϵ_r et d'épaisseur h renforcé par un plan de masse métallique. Lors de la conception de nos antennes, le dimensionnement est la phase la plus délicate, ce qui rend complexe la conception de toute structure d'antenne imprimée. Le matériau utilisé pour le plan de masse et l'élément rayonnant de l'antenne est le cuivre ; le diélectrique utilisé est le 'verre époxy'.

Pour montrer les performances de l'antenne, on vous présentera les résultats des paramètres simulés sous le logiciel ADS/Momentum, qui sont : la puissance réfléchie, la phase à l'entrée de l'antenne, le lieu d'impédance d'entrée ainsi que le diagramme de rayonnement en 2D suivant le champ électrique E ou le champ magnétique H .

II. 2. Antenne bi-bande en forme de "2" fonctionnant à deux fréquences de résonance : 6.78 GHz et 7.85 GHz.

Cette antenne est conçue pour fonctionner à deux fréquences de résonance respectivement, 6.78 GHz et 7.85 GHz. L'alimentation est effectuée par une ligne micro-ruban d'impédance de 50 Ohm. Les caractéristiques physiques de l'antenne sont : $\epsilon_r=4,32$ (Verre époxy), $h=1,53$ mm, $tg\delta=0,05$ et l'épaisseur de métallisation $T=0,035$ mm. La géométrie de cette antenne avec ses dimensions est présentée sur la Figure II.1.

Sur le tableau II.1, on reporte les dimensions de trois structures proposées de l'élément rayonnant.

Structure 1	$L_1=4.2$ mm, $L_2=2.2$ mm, $L_3=4$ mm, $L_4=5.4$ mm , $L_5=4$ mm , $L_6=11$ mm , $L_7=23.2$ mm , $L_8 =2$ mm , $L_9 =24$ mm
Structure 2	$L_1=3$ mm, $L_2=3$ mm, $L_3=4$ mm, $L_4=5.4$ mm, $L_5=4$ mm, $L_6=11$ mm , $L_7=25$ mm , $L_8 =2$ mm , $L_9 =23.2$ mm
Structure 3	$L_1=3$ mm, $L_2=3$ mm, $L_3=4$ mm, $L_4=5$ mm, $L_5=3$ mm, $L_6=11$ mm , $L_7=23.1$ mm , $L_8 =2$ mm , $L_9 =21$ mm

Tableau II.1. Dimensions de l'élément rayonnant en forme de «2».

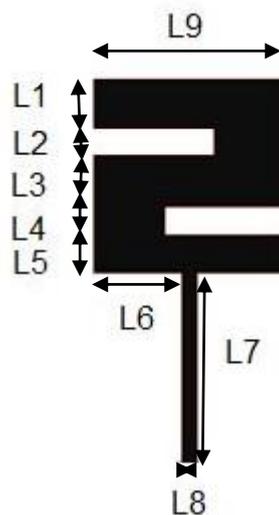


Figure II. 1 : Masque de l'antenne en forme de « 2 ».

II.2.1. Coefficient de réflexion S11

Sur la figure II. 2, Nous reportons les résultats de la simulation du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne pour les trois structures présentés. En bleu pour la structure 1, en rouge pour la structure 2, en rose pour la structure 3.

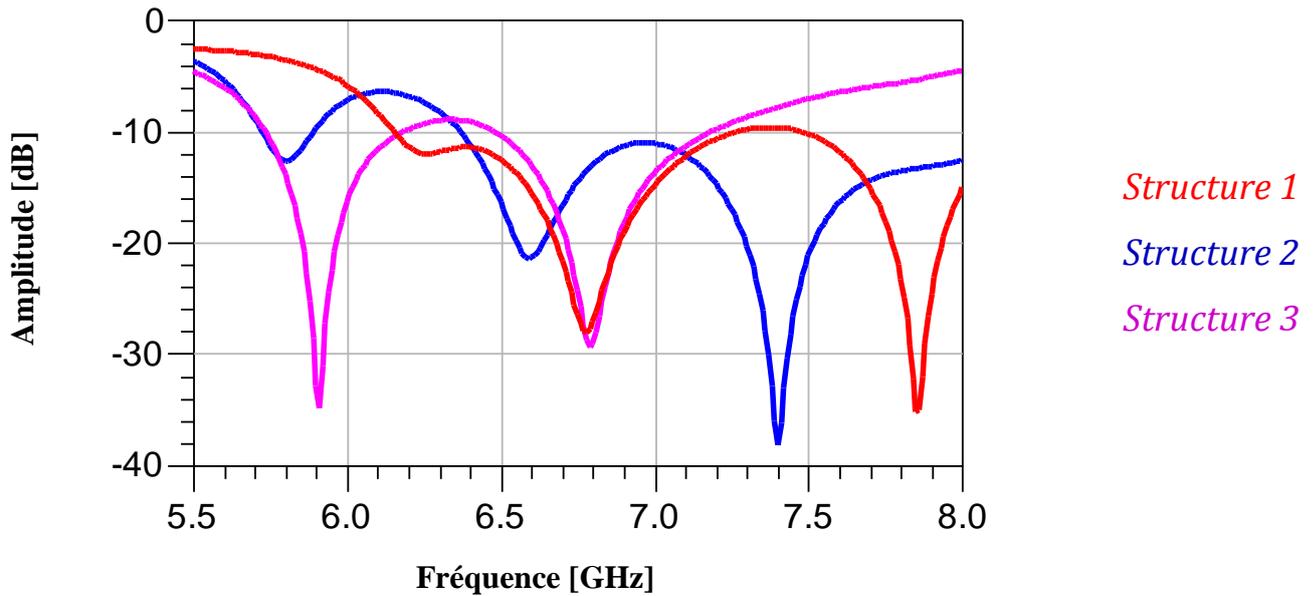


Figure II. 2 : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne en forme de « 2 ».

D'après la figure II.2, on observe que l'antenne résonne à la fréquence 7.4 GHz pour une puissance de -38.173 dB, dans le cas de la structure 3. On constate également qu'il est possible d'exploiter deux bandes passantes pour les structures 2 et 3. Pour la structure 2, on a une puissance de -34.948 dB pour une fréquence de 5.91 GHz et un coefficient de réflexion de -29.408 dB pour une fréquence de résonance de 6.79 GHz. Pour la structure 1, les résultats sont beaucoup plus meilleurs. Pour une fréquence de résonance de 7.85 GHz, on a une puissance réfléchie de -35.948 dB ; et pour la fréquence de 6.79 GHz, la puissance est de -28 dB.

Le fait de pouvoir opérer sous deux ou plusieurs fréquences de résonances pour une même structure est une aubaine pour les concepteurs des antennes.

II. 2. 2. Phase réfléchie de l'antenne.

La phase réfléchie à l'entrée de l'antenne pour chaque structure est illustrée dans la figure II.3.

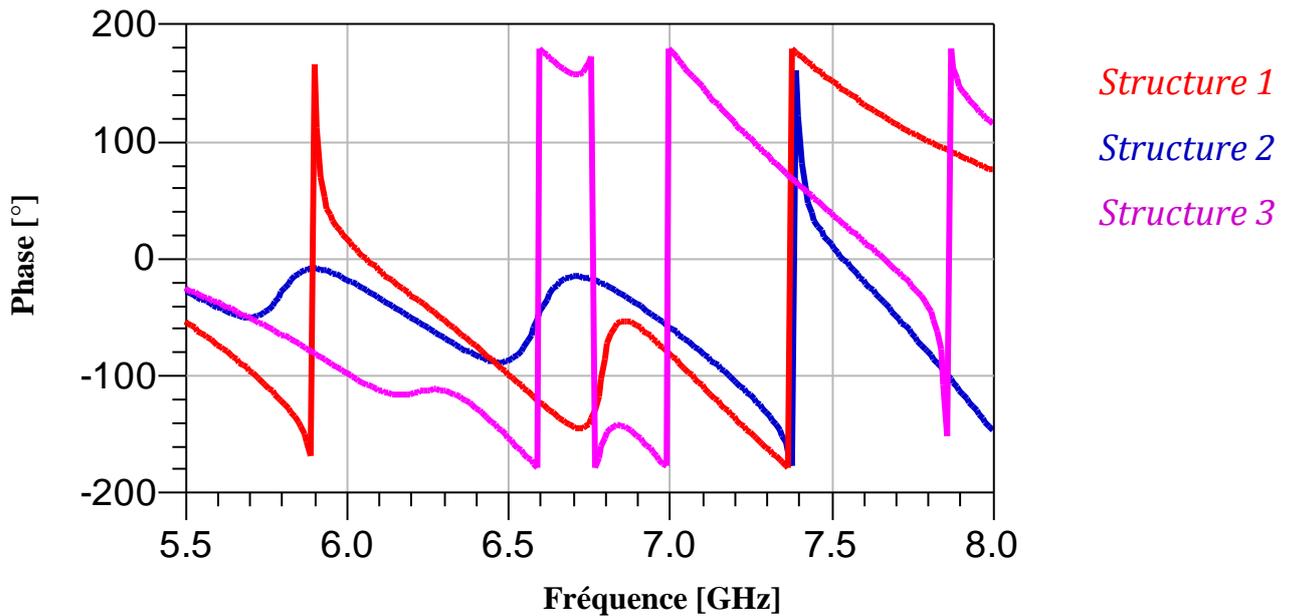


Figure II. 3 : Phase réfléchi à l'entrée de l'antenne en forme de « 2 ».

D'après la figure II.3 la phase réfléchi à l'entrée aux fréquences désirées est nulle, ce qui montre qu'il y a un transfert maximal de la puissance. L'évolution du lieu d'impédance en fonction des dimensions de l'élément rayonnant pour les trois structures sont montrés dans la figure II.4.

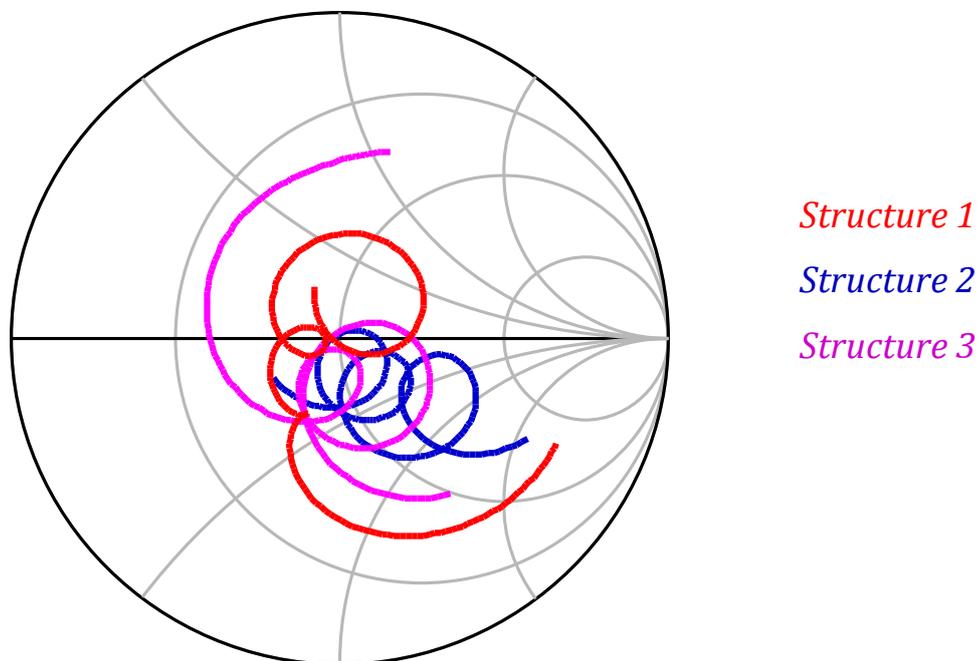


Figure II. 4 : Lieu d'impédance à l'entrée de l'antenne en forme de « 2 ».

Une très bonne adaptation a été obtenue pour les fréquences 7.39 GHz, 7.4 GHz et 7.87 GHz car le lieu d'impédance de chaque structure passe par le centre de l'abaque, ce qui correspond à un cas idéal d'adaptation.

II. 2. 3. Diagramme de rayonnement en trois et deux dimensions

Les figures II.5 et II.6 reportent les illustrations des diagrammes de rayonnement en 3D et en 2D de la structure rayonnant à 7.87 GHz.

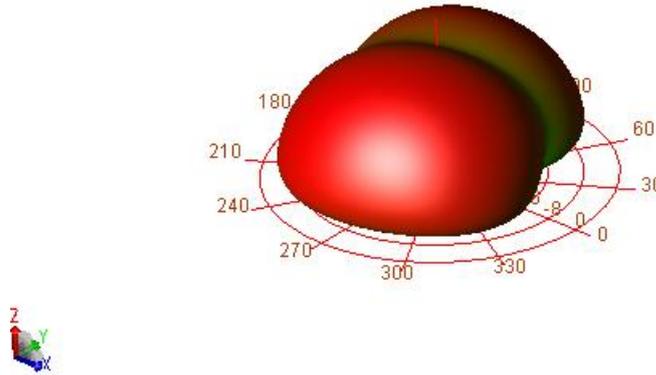


Figure II. 5 : Diagramme de rayonnement pour la fréquence de 7.87 GHz, en 3D de l'antenne en forme de « 2 ».

La composante E_θ est la composante copolaire (E_{co}) et E_ϕ la composante contrapolaire (E_{cross}) sont représentées sur la figure II.6.

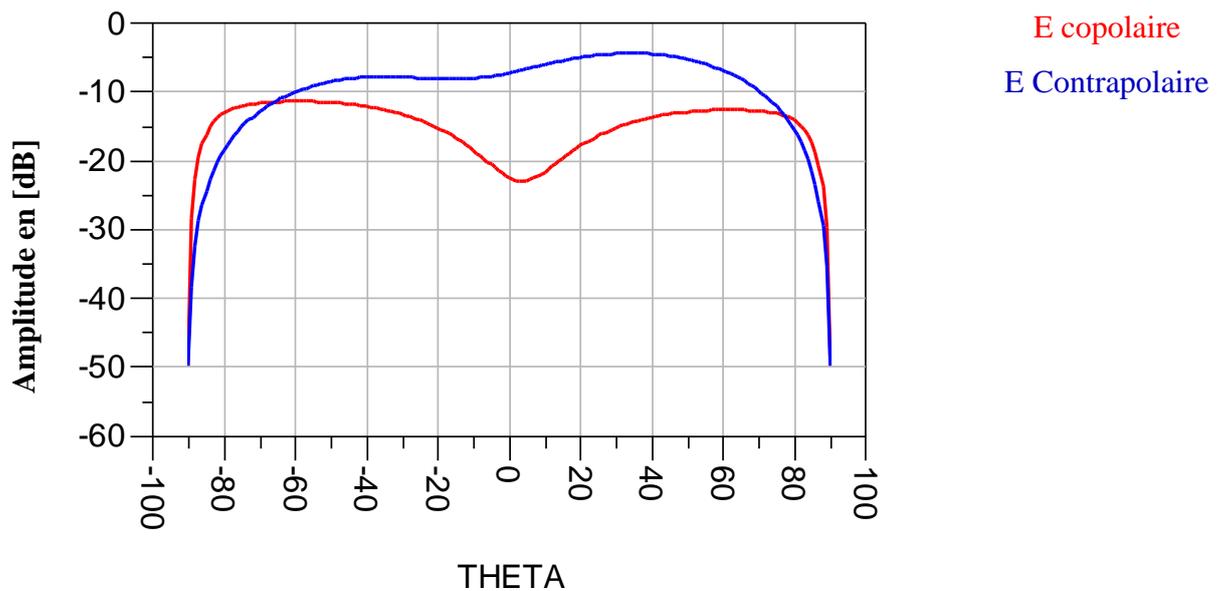


Figure II. 6 : Diagramme de rayonnement en 2D de l'antenne en forme de « 2 » ($f_r=7.87\text{GHz}$).

Nous constatons que les formes des diagrammes ont des formes cohérentes et une bonne adaptation de l'antenne a été obtenue.

II. 3. Antennes multicouches

La figure II.7 nous montre la disposition des trois couches d'une antenne large bande qui fonctionne dans les deux bandes de fréquences. Dans le cas présent, deux substrats diélectriques sont utilisés pour assurer le support à la ligne d'alimentation et au patch rayonnant.

D'une façon générale, une antenne imprimée peut être alimentée soit par une sonde coaxiale, soit par une ligne micro-ruban à travers le plan de l'élément rayonnant. Dans ce cas un rayonnement parasite de la ligne d'alimentation s'ajoute à celui de l'antenne. Pour résoudre ce problème, une nouvelle configuration d'alimentation a été proposée. Elle consiste à séparer l'antenne et la ligne micro-ruban par un plan de masse. Une couche d'air est insérée entre le plan de masse et le substrat sur laquelle repose l'antenne. Ceci permet d'augmenter efficacement la bande passante. De plus, au lieu d'avoir un couplage direct, il y a un couplage électromagnétique par l'intermédiaire d'une fente usinée dans le plan de masse.

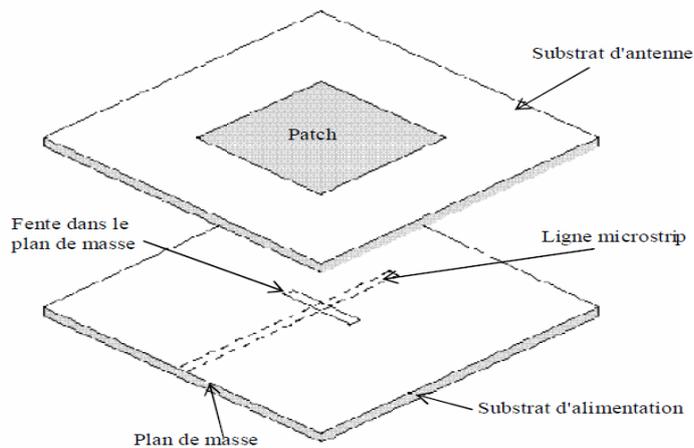
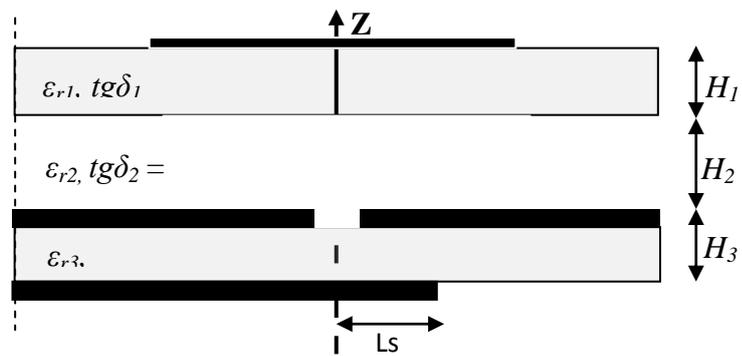
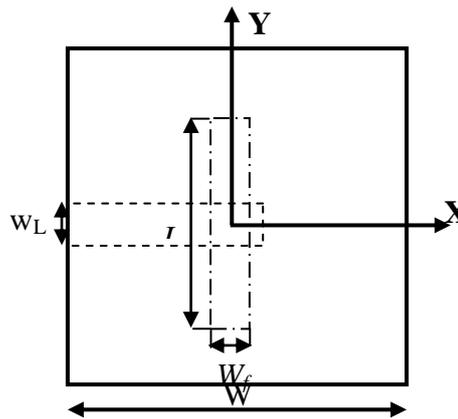


Figure II. 7 : Couplage par fente d'une antenne multicouche.

La figure II.8 nous montre les deux vues de face et de dessus de la structure multicouche.



(a)



(b)

Figure II. 8 : Configuration de l'antenne alimentée par une fente

- (a) vue de coupe.
 (b) vue dessus.

II.3. Influence des dimensions de l'antenne

Afin d'étudier l'influence des différents paramètres en élément rayonnant ayant les caractéristiques suivantes :

- Un élément rayonnant de forme carrée de côté $W = 25 \text{ mm}$, imprimé sur un substrat de permittivité relative $\epsilon_{r1} = 2.2$, de hauteur $H_1 = 1.52 \text{ mm}$ et de tangente de perte $tg\delta_1 = 0.001$ dont sa fréquence de résonance vaut 2.4 GHz .
- Une couche d'air d'hauteur $H_2 = 15 \text{ mm}$ situé au-dessous de l'élément rayonnant permettant d'augmenter la bande passante.
- Une alimentation par l'intermédiaire d'une fente de couplage de longueur $L_f = 47.2 \text{ mm}$ et de largeur $W_f = 2.4 \text{ mm}$ située dans le plan de masse.

➤ Une ligne micro-ruban de largeur $W_L = 2.2 \text{ mm}$, d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$ terminée par un stub ($L_s = 4,7 \text{ mm}$). Cette ligne, située sous ce plan de masse, repose sur une couche de substrat de permittivité relative $\epsilon_{r3} = 2.2$, d'hauteur $H_3 = 0.762 \text{ mm}$, et de tangente de perte $tg\delta_3 = 0.001$.

II.3. 2. Influence de la largeur de la fente de couplage

Sur la figure II. 9. nous reportons la courbe d'évolution du lieu d'impédance d'entrée en fonction de la largeur de la fente W_f .

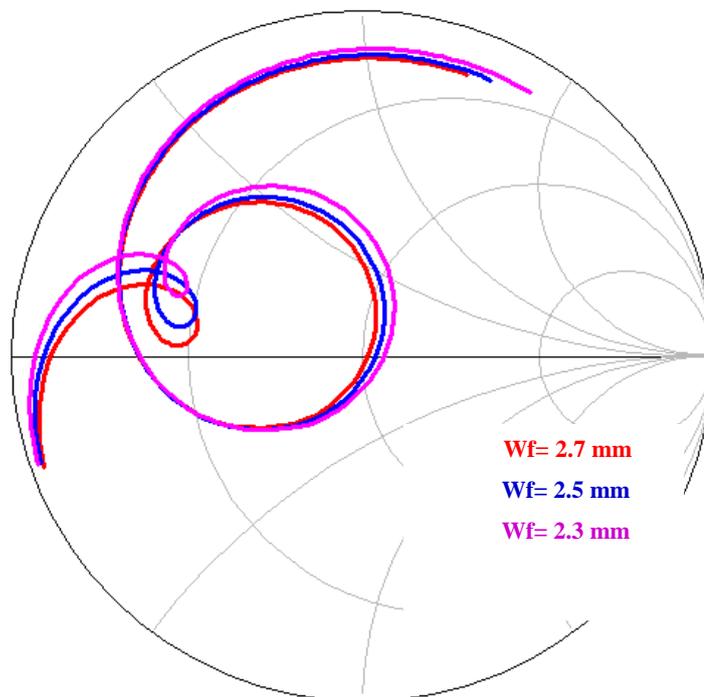


Figure II. 9 : Évolution du lieu d'impédance en fonction de la largeur de la fente de couplage W_f de l'antenne multicouche.

Sur la figure II. 10, nous présentons les puissances réfléchies à l'entrée de chaque antenne pour différentes valeurs de W_f .

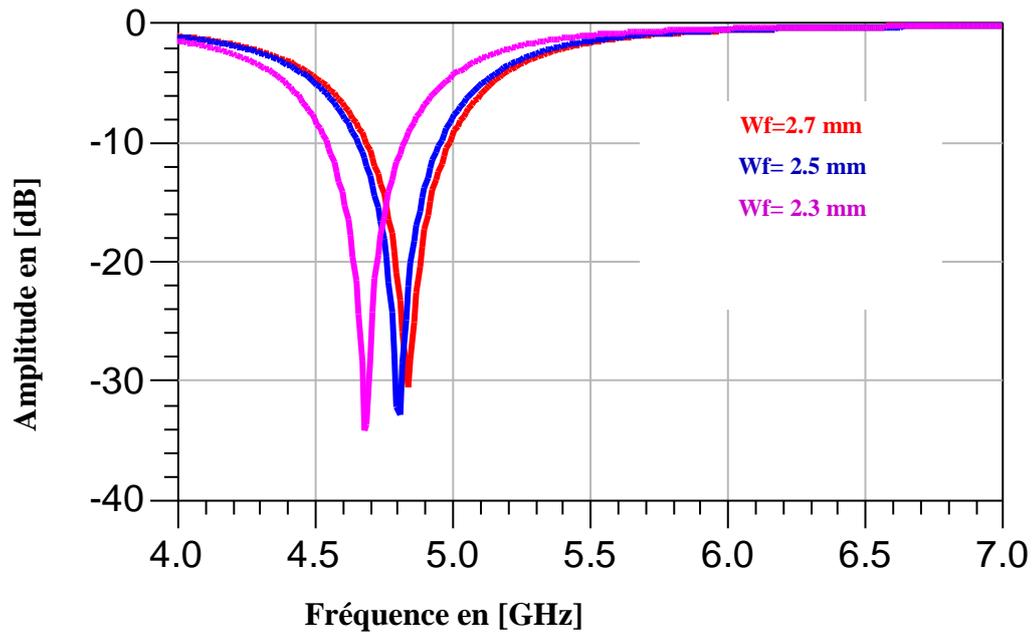


Figure II. 10 : Module du coefficient de réflexion en fonction de la largeur de la fente de couplage W_f de l'antenne multicouche.

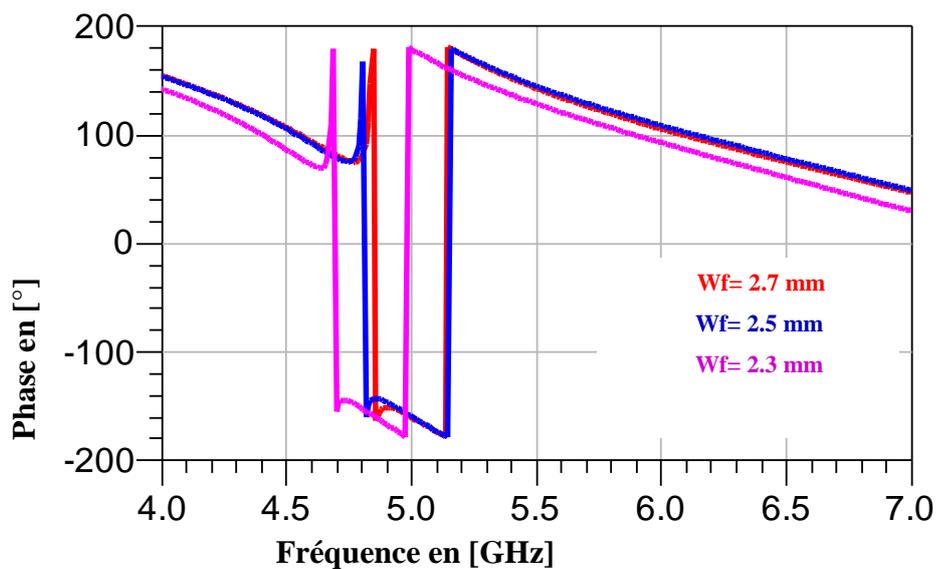


Figure II. 11 : Phase réfléchi en fonction de la largeur de la fente de couplage W_f de l'antenne multicouche.

II.3.3. Influence de la permittivité relative du diélectrique utilisé

Sur la figure II. 12. nous reportons la courbe du module du coefficient de réflexion en fonction de la permittivité diélectrique ϵ_{r3} de la troisième couche de l'antenne multicouche.

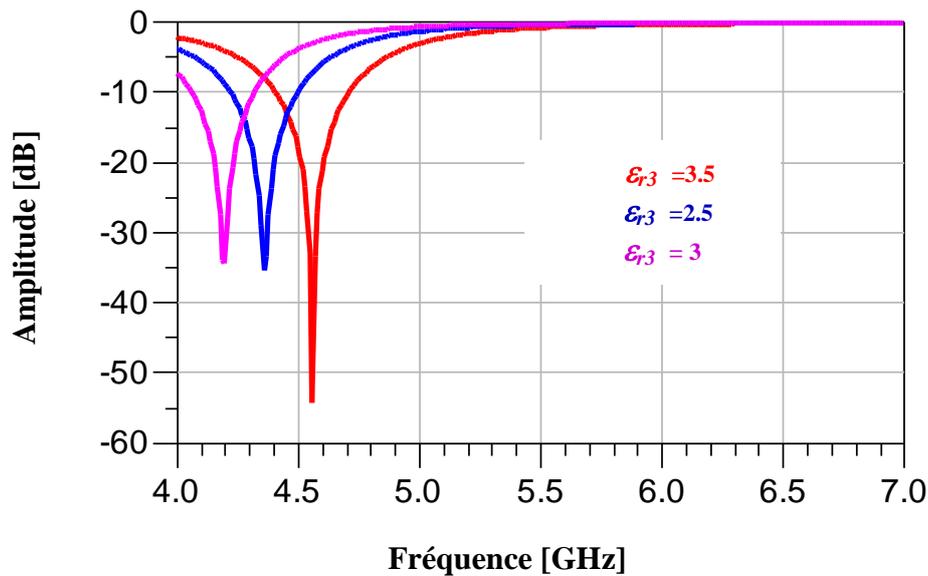


Figure II. 12 : Évolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la permittivité diélectrique ϵ_{r3} de la troisième couche de l'antenne multicouche.

Nous constatons que la fréquence de résonance est dans la bande passante de 4 GHz à 4.7 GHz, dans le cas de la structure 3.

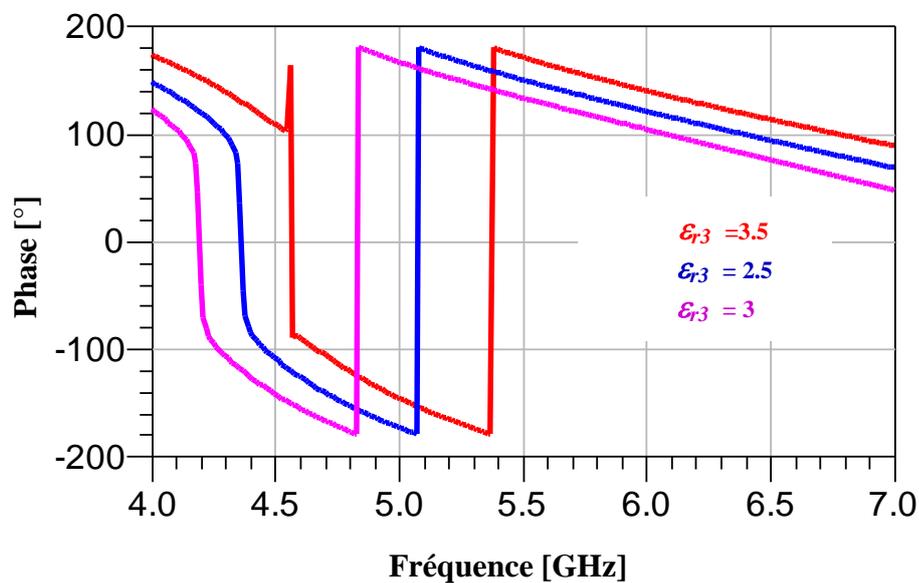


Figure II. 13 : Évolution de la phase de l'antenne en fonction de la permittivité diélectrique ϵ_{r3} de la troisième couche de l'antenne multicouche.

En analysant bien les figures II.12 et II.13, nous remarquons que la permittivité du diélectrique influence notablement sur le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne et affaiblit par conséquent l'adaptation de son impédance. Pour une permittivité de 3.5, on obtient une

bonne adaptation de l'antenne, l'impédance est purement réelle, il en est de même pour les autres valeurs de ϵ_{r3} . La fréquence de résonance est assez bonne pour une permittivité relativement grande. Dans le cas présent, la fréquence de résonance est de 4.56 GHz avec une puissance de -54.228 dB; alors qu'elle est nettement inférieure (4.36 GHz et 4.2 GHz) pour d'autres valeurs de ϵ_{r3} (3 et 2.5).

II. 3. 4. Influence de la longueur de la fente de couplage

Sur la figure II. 14. nous traçons la courbe d'évolution du lieu d'impédance d'entrée en fonction de la longueur de la fente L_f .

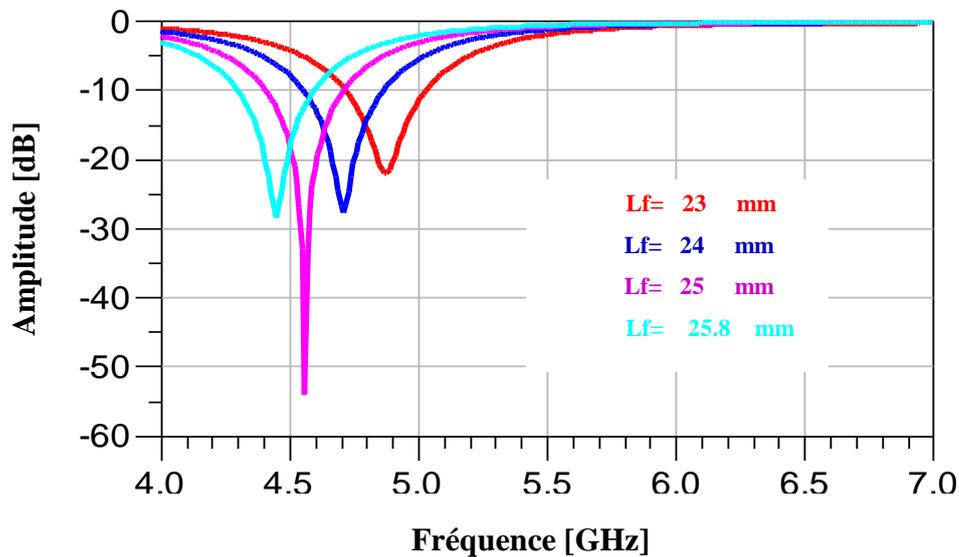


Figure II. 14 : Coefficient de réflexion de la puissance en entrée en fonction de la longueur de la fente de couplage.

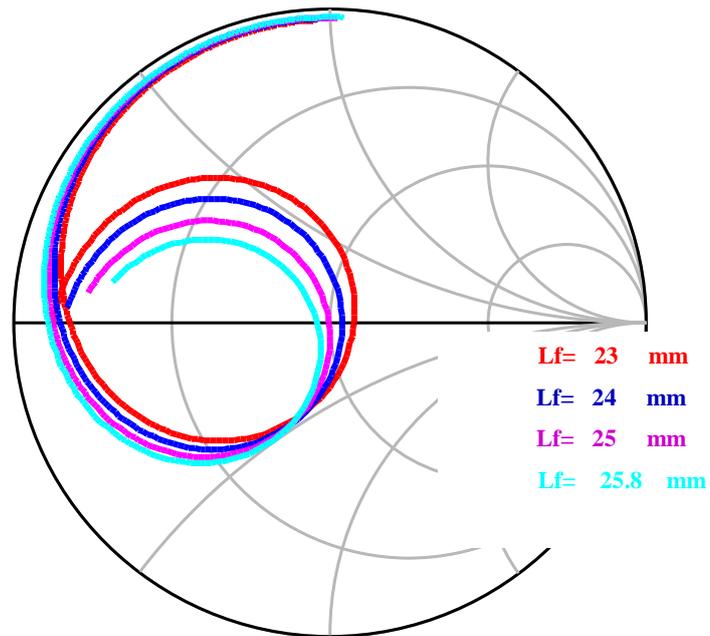


Figure II. 15 : Evolution du lieu d'impédance en fonction de la longueur de la fente de couplage.

La figure II.16 nous montre l'allure de la phase pour chaque antenne. Nous voyons bien qu'elle évolue de la même façon pour les trois courbes, donc phase nulle entre ces éléments rayonnants.

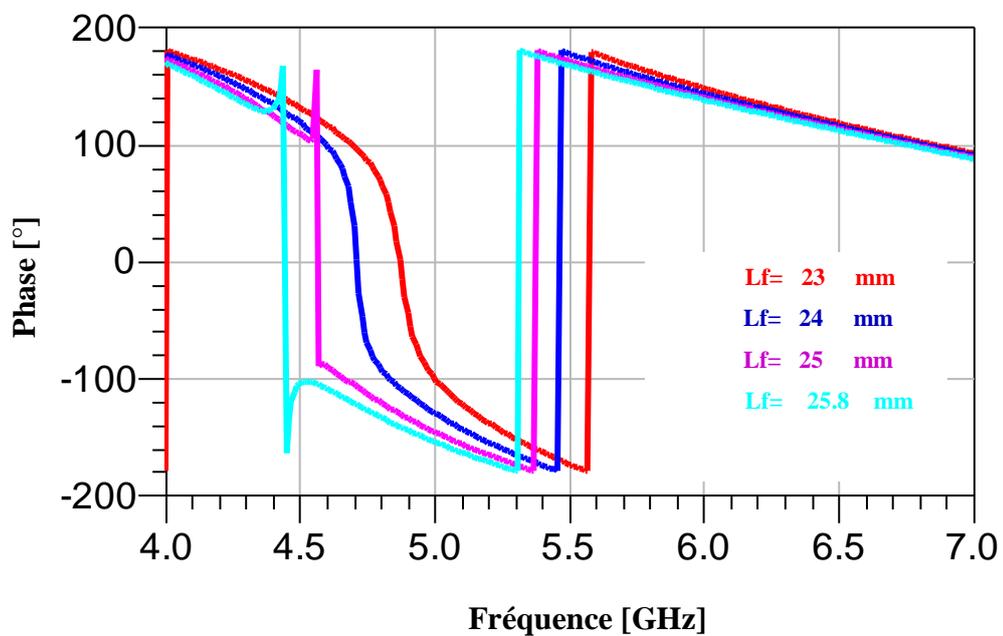


Figure II. 16 : Évolution phase en fonction de la longueur de la fente de couplage.

En observant la figure II.14, nous constatons bien l'intérêt de la précision en dimensions lors de la conception des antennes multicouches imprimés. Pour une valeur précise de la largeur de la fente, la puissance est de $-54,173$ dB ce qui représente une bonne adaptation de l'antenne. La partie imaginaire de l'impédance est presque nulle, ce qui représente le cas idéal d'adaptation. D'après cette figure nous constatons que :

- La partie réelle de l'impédance d'entrée et la taille de la boucle de couplage décroît avec l'augmentation de la longueur de la fente de couplage

Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne est montré sur la figure II. 18 pour les différentes longueurs de fente.

La figure II. 15, montre bien qu'on a une très bonne adaptation pour une longueur de fente $L_f = 25\text{mm}$, et plus en réduisant cette dernière, plus on constatera une augmentation au niveau d'amplitude du coefficient de réflexion avec un décalage minime au niveau de la fréquence de résonance de 4.56 GHz.

II. 3. 5. Influence de la hauteur de la ligne d'alimentation

La hauteur de la ligne micro-ruban d'alimentation a une grande influence sur le comportement de l'antenne. Ceci se voit sur les figures (II.17) et (II.18) qui montrent respectivement l'évolution du lieu d'impédance sur l'abaque de Smith, et la puissance réfléchie par l'antenne en dB. Une variation de la hauteur H_f entraîne un changement remarquable des différents résultats expérimentaux.

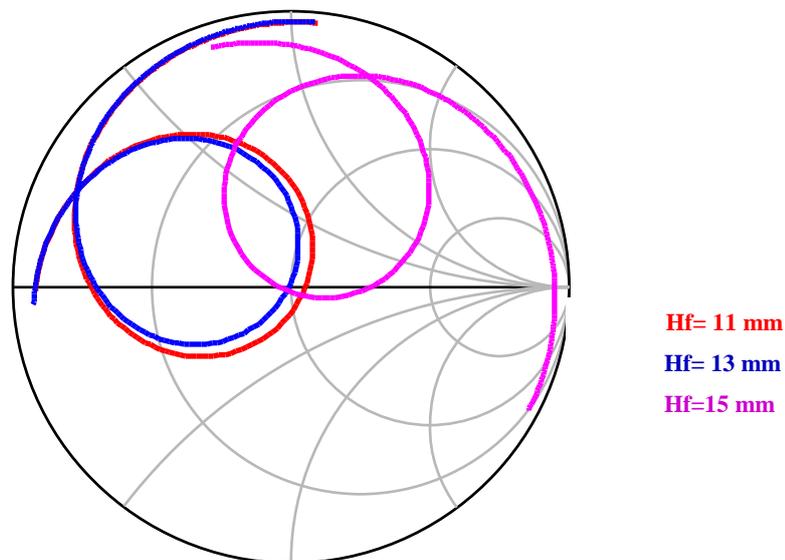


Figure II. 17 : Évolution du lieu d'impédance en fonction de la hauteur de la ligne d'alimentation.

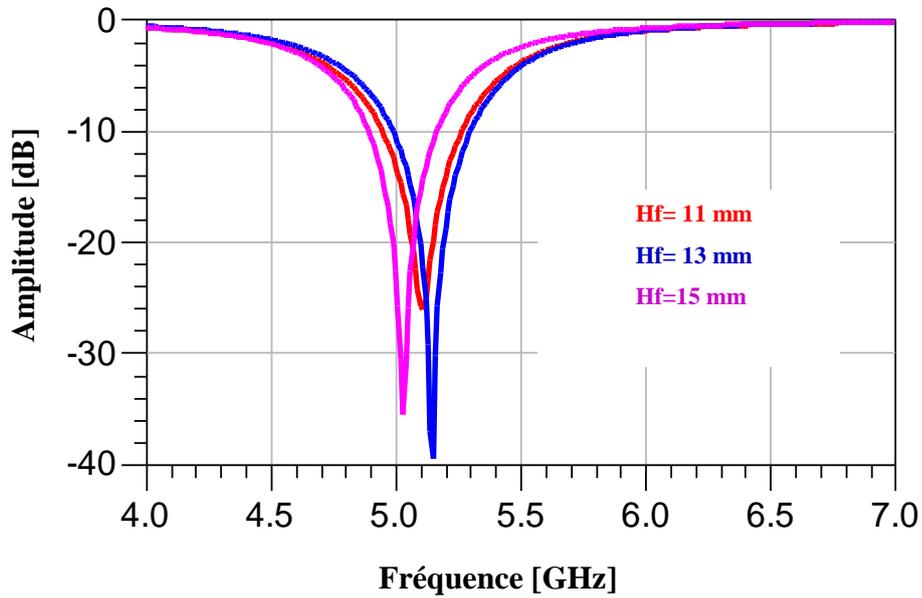


Figure II. 18 : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne en fonction de la hauteur de la ligne d'alimentation.

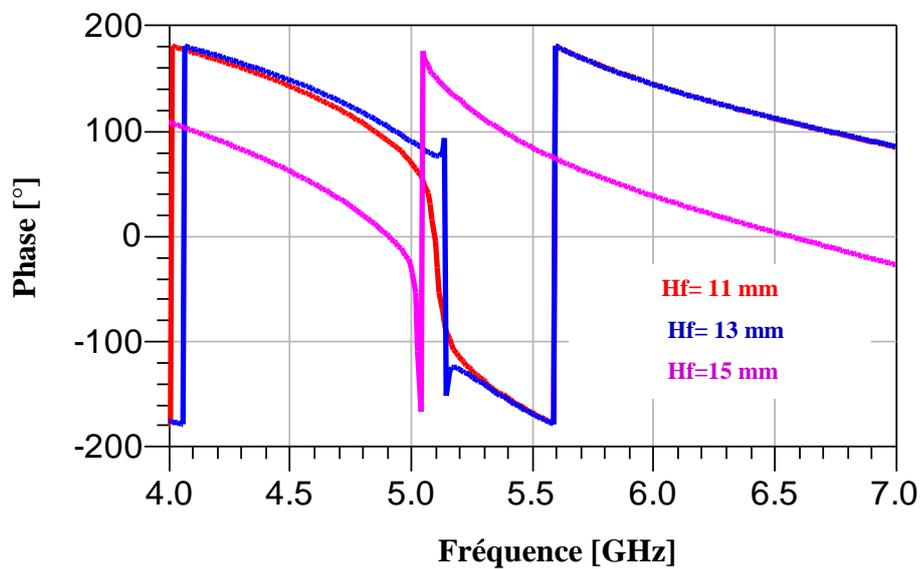


Figure II. 19 : Représentation de phase de l'antenne en fonction de la hauteur de la ligne d'alimentation.

Nous constatons que la valeur de la hauteur de la ligne d'alimentation modifie bien les caractéristiques paramétriques de l'antenne.

II. 3. 6. Influence de la largeur de la ligne micro-ruban W_L

Tout en gardant les autres dimensions de la structure multicouche constantes, on va étudier le comportement de l'antenne pour différentes valeurs de la largeur (W_L) de la ligne d'alimentation. Les figures II.20, II.21 et II.22 montrent dans l'ordre les effets sur la puissance réfléchie à l'entrée par l'antenne ; les lieux d'impédance qui qualifient le niveau d'adaptation de l'antenne et les phases.

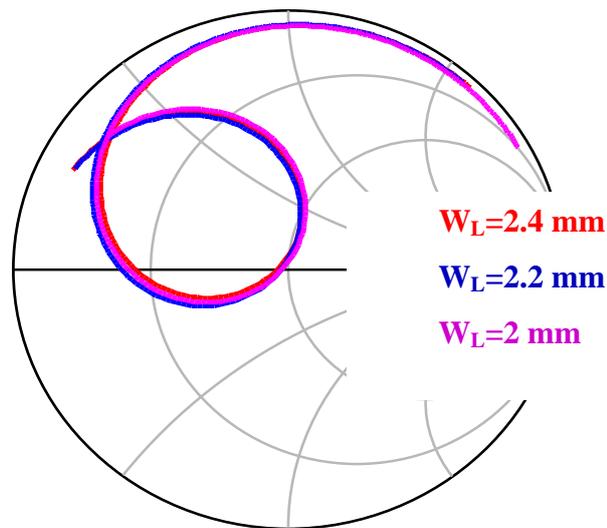


Figure II. 20 : Évolution du lieu d'impédance en fonction de la largeur de la ligne d'alimentation.

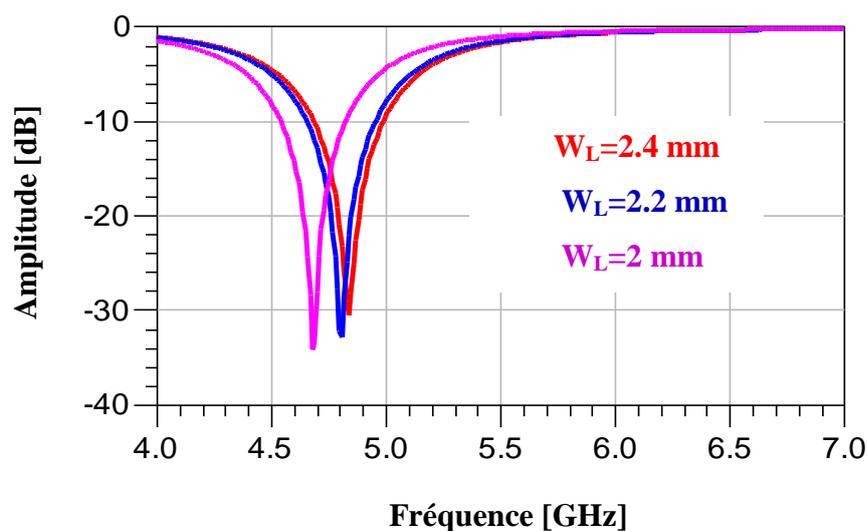


Figure II. 21 : Évolution de la puissance réfléchie en fonction de la largeur de la ligne d'alimentation.

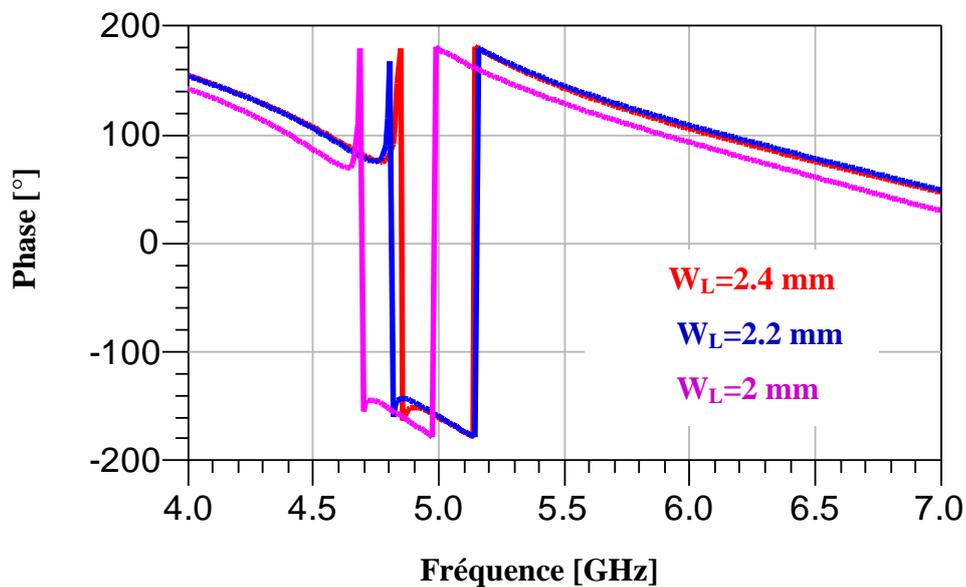


Figure II. 22 : Évolution de la phase en fonction de la largeur de la ligne d'alimentation.

En se basant sur les résultats graphiques obtenus, on constate que la largeur de la ligne d'alimentation de l'antenne n'influence que le paramètre de fréquence de l'antenne. Plus on augmente la largeur de la ligne micro-ruban d'alimentation, plus la fréquence de résonance diminue. Ceci nous conduit à conclure le caractère multi-bande de l'antenne, pour une adaptation presque constante de son impédance.

II.3.7. Influence de la hauteur inter-résonatrice (fente et patch), H_2 .

Comme la distance inter-résonatrice conditionne le couplage entre les éléments rayonnants, nous avons tracé la courbe présentant l'évolution du lieu d'impédance d'entrée (Figure II. 23), ainsi que la puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne (Figure II. 24) en fonction de cette distance H_2 .

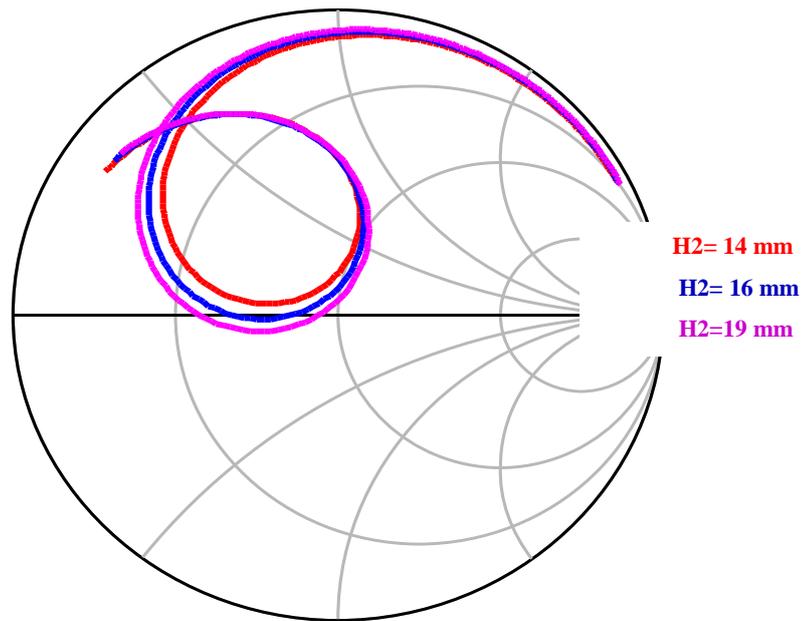


Figure II. 23 : Évolution du lieu d'impédance en fonction de la distance inter-résonateur.

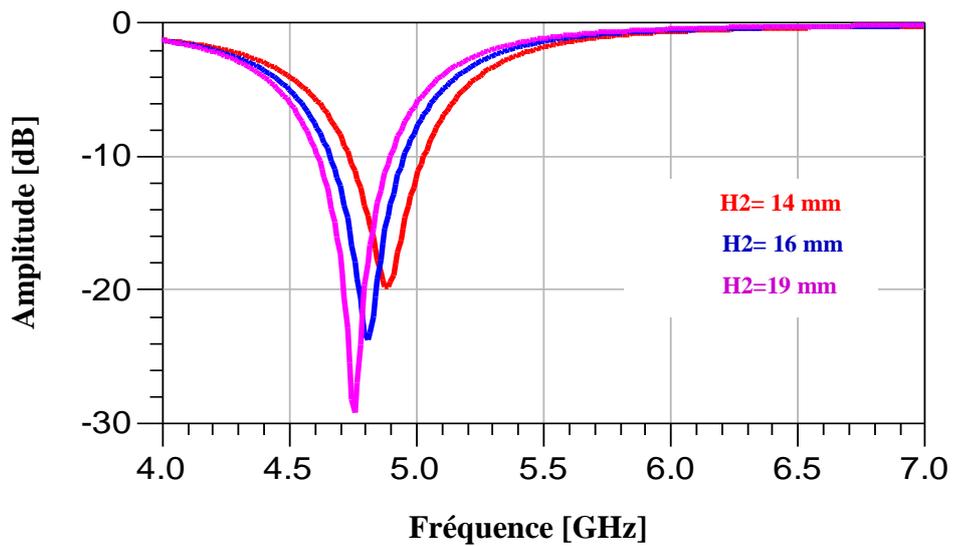


Figure II. 24 : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne en fonction de la distance inter-résonateur.

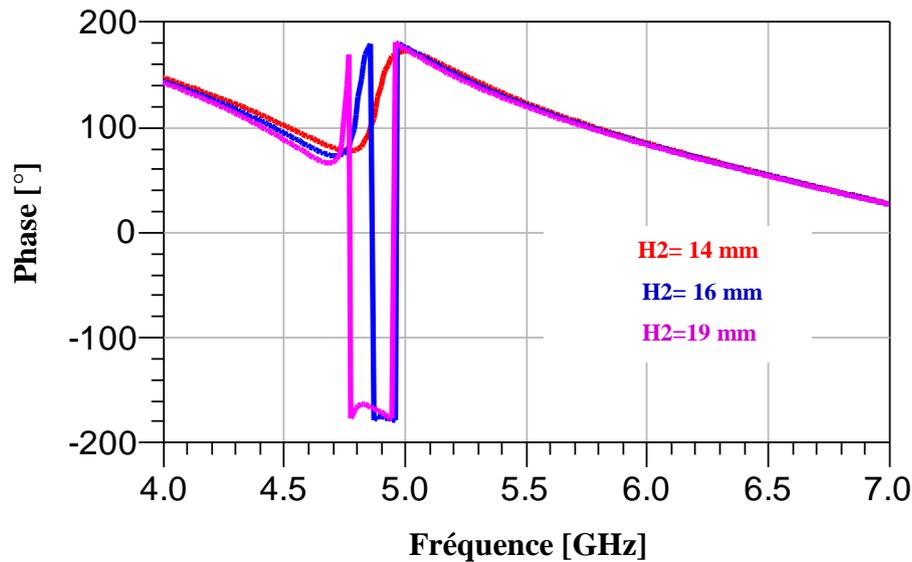


Figure II. 25 : la phase de l'antenne en fonction de la distance inter-résonatrice.

Comme le montrent ces graphes, plus la distance inter-résonateur décroît, plus la partie réelle de l'impédance d'entrée s'agrandit, ainsi la boucle de couplage, et un décalage au niveau de la fréquence de résonance avec une diminution d'amplitude du coefficient de réflexion est enregistré.

Les constatations faites au niveau des grandeurs et de leur effet sur le couplage, on obtient une amélioration sur l'adaptation en :

- Augmentant la distance inter-résonateur ;
- Augmentant au maximum la largeur de la fente ;
- Augmentant au maximum la longueur de la fente.

La puissance réfléchie de l'antenne seule est présentée sur la figure II. 24.

Comme le montre la figure II. 26 on a un coefficient de réflexion de -36 dB à la fréquence de résonance 2.4 GHz ce qui nous donne une très bonne adaptation. La bande passante de l'antenne seule est de l'ordre de 8.33 %.

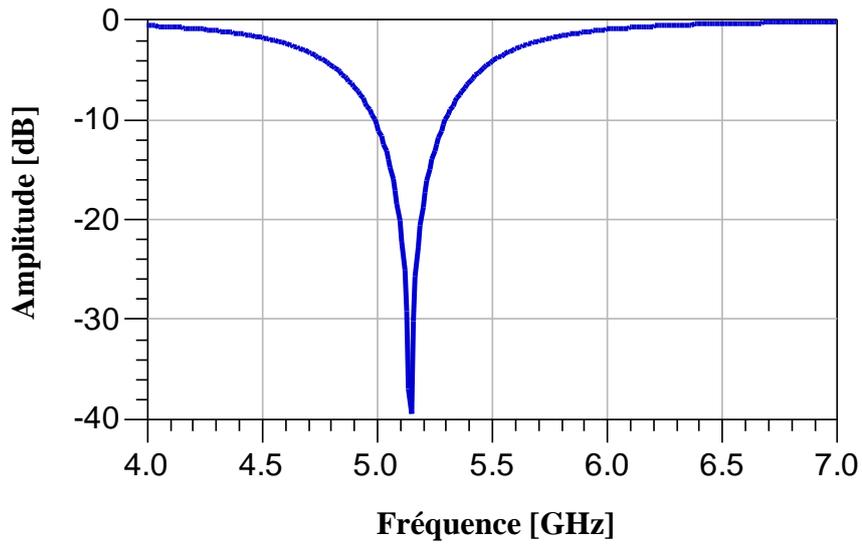


Figure II. 26 : Puissance réfléchie de l'antenne seule.

Sur la figure II. 27, on visualise le lieu d'impédance d'entrée de l'antenne seule.

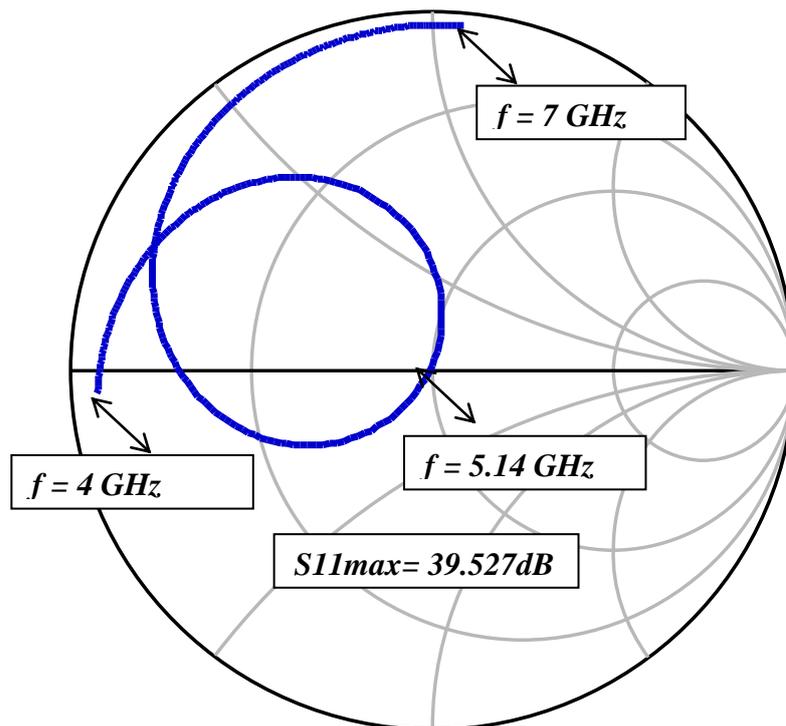


Figure II. 27 : Lieu d'impédance de l'antenne seule.

Le lieu d'impédance d'entrée de l'antenne à la fréquence de résonance se situe au centre de l'abaque qui correspond à une impédance ohmique de 50Ω , les réactances capacitives et inductives s'annulent ce qui traduit une adaptation idéale.

Sur la figure II. 28 et la figure II. 29 on présente respectivement le diagramme de rayonnement en trois dimensions et en coordonnées polaires à la fréquence de résonance

2.4 GHz.

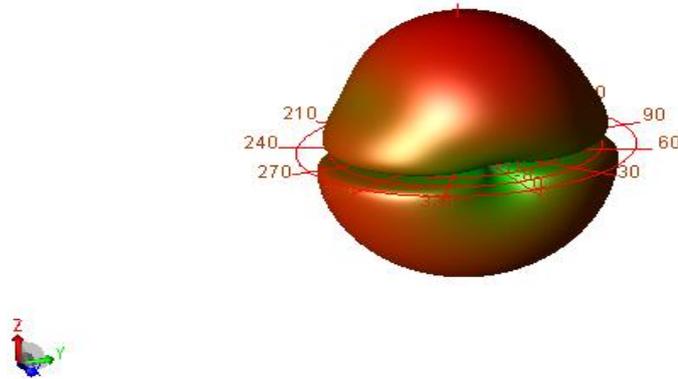


Figure II. 28 : Diagramme de rayonnement en 3D pour une fréquence de 5.14GHz.

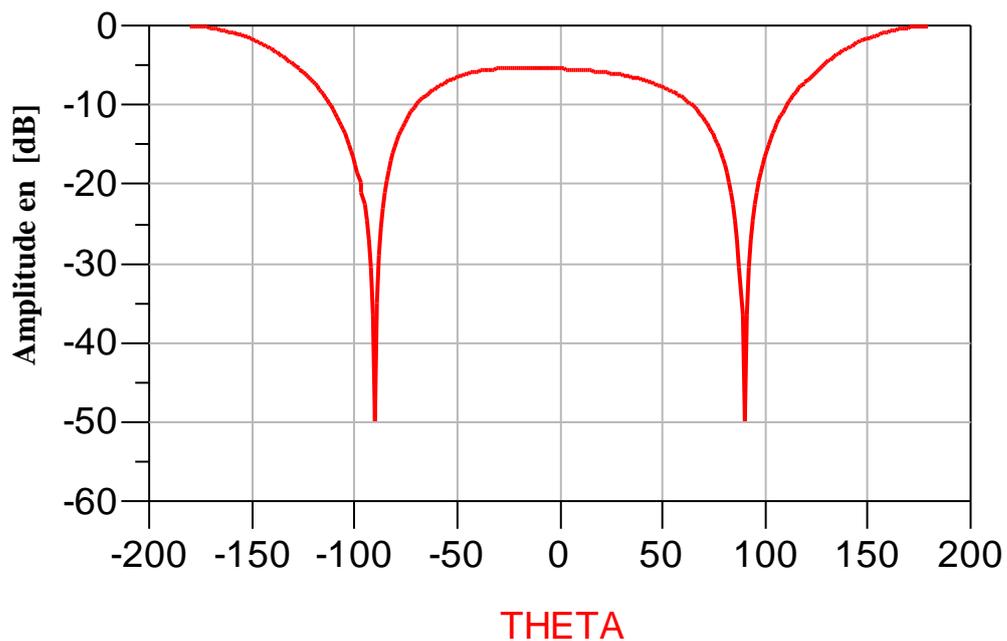


Figure II. 29 : Diagramme de rayonnement en 2D en puissance pour une fréquence de 5.14 GHz.

Dans la figure II. 30. et II. 31, les diagrammes de rayonnement dans les deux plans E ($\varphi=0^\circ$) et H ($\varphi=90^\circ$) à la fréquence 5.14 GHz sont présentés.

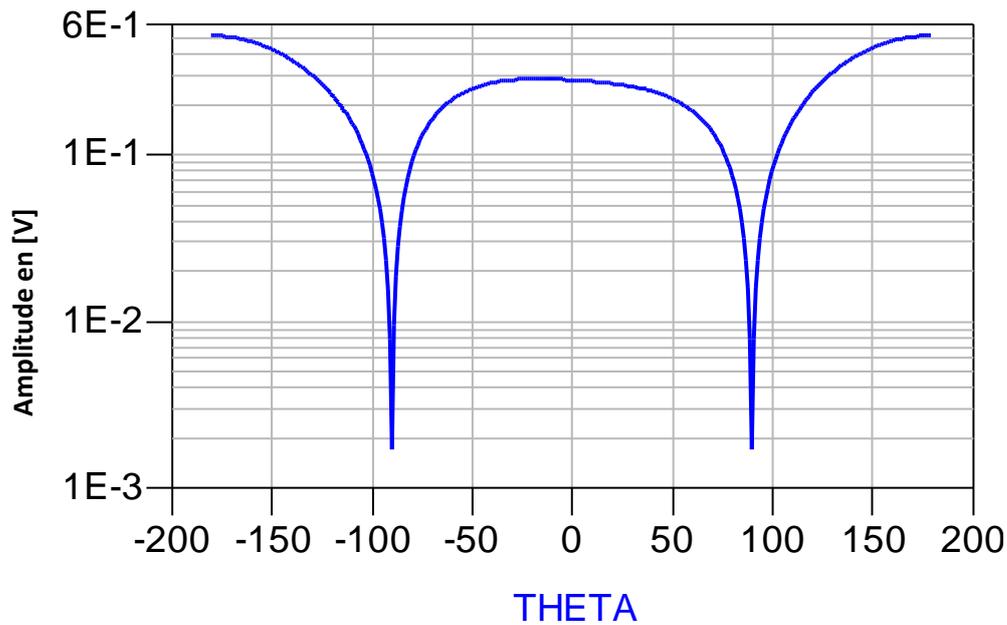


Figure II. 30 : Diagramme de rayonnement en 2D ,plan E et pour $\varphi=0^\circ$.

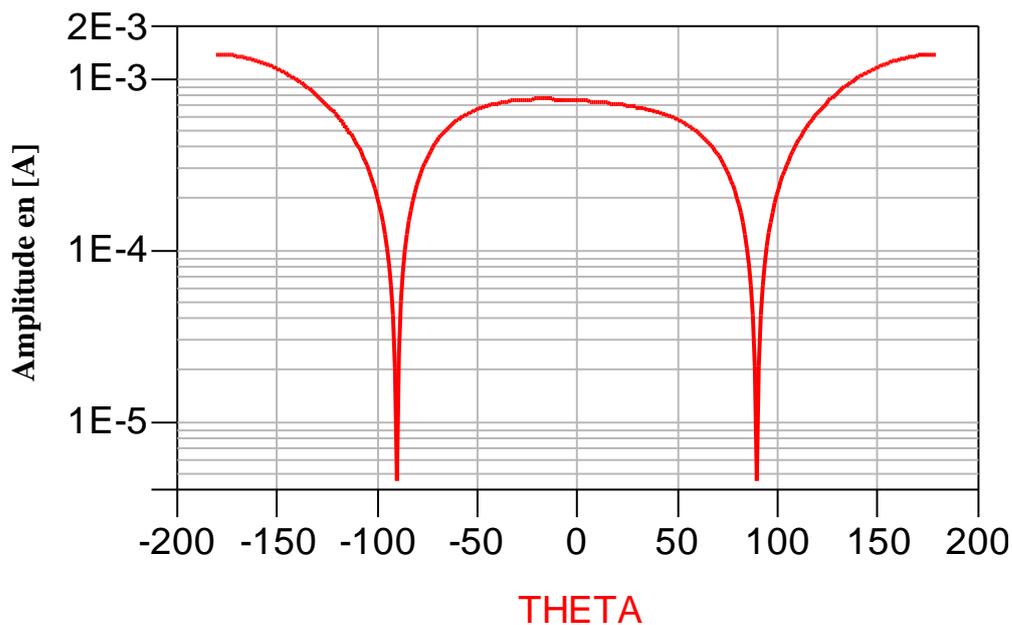


Figure II. 31 : Diagramme de rayonnement en 2D, plan H et pour $\varphi=90^\circ$.

Ces graphes présentent la puissance rayonnée de l'antenne seule à la fréquence centrale de 5.14 GHz, tel qu'on observe un seul lobe de rayonnement dont le maximum de puissance est pointé dans la direction $\theta = 0^\circ$ pour le plan E et le plan H avec une absence des lobes secondaires. De même pour le plan arrière mais avec une puissance un peu plus petite, ceci revient à notre type d'antenne qui engendre un rayonnement arrière à cause du plan de masse situé au milieu ou on a usiné la fente de couplage.

II.4. Domaine d'application

Les antennes que nous venons d'analyser le comportement sont plutôt directives. Mais, du point de vue applicatif, on distinguera les antennes « omnidirectionnelles » et les antennes directionnelles. Les premières sont intéressantes pour une couverture angulaire maximale, ce qui est souvent nécessaire pour un terminal ou un serveur destiné à communiquer avec des éléments du réseau radio situés dans toutes les directions possibles. Les antennes directionnelles peuvent être utiles lorsqu'on envisage de les placer sur un mur, ou en extrémité de bâtiment, ou pour implémenter une topologie sectorisée du réseau radio (point d'accès radio), ou encore pour un terminal ou point d'accès mettant en œuvre une solution d'antennes directionnelles multiples (diversité angulaire) qui permet de gagner en bilan de liaison, réduction des interférences etc. Il est également possible pour certaines utilisations d'imposer à l'utilisateur de pointer l'antenne vers l'endroit désiré, par exemple pour un téléchargement rapide entre un terminal et un PC. Il existe une grande variété d'antennes candidates à des applications ULB, moyennant une optimisation à effectuer pour obéir au cahier des charges.

II.5. Conclusion

Des antennes multi-bandes compactes et larges bandes ont été proposées et simulées le long de ce chapitre dédié à l'étude des antennes de base monocouches et multicouches large bande. Les résultats de la simulation nous confirment le fonctionnement multi-bande et large bande attendu et rendent ces antennes prometteuses pour diverses applications. Les deux antennes originales (structure en forme de 2 et structure multicouches) proposées dans cette étude ont été développées pour une application bi-bande pour le système GPS. Elles pourraient être avantageusement utilisées pour des applications associant davantage de fréquences de fonctionnement.

Chapitre III

**Association des éléments rayonnants en
architecture log-périodique**

III. 1. Introduction

Parmi les nouvelles technologies de radiocommunications utilisées et étudiées actuellement se trouve la technologie dite technologie UWB (ultra wideband technology). Cette technologie se base sur des signaux émis en bande de base et dont la bande n'est pas limitée, bien sûr les niveaux de densités spectrales, eux, doivent être limités pour ne pas brouiller les systèmes existants. A titre indicatif, aux Etats- Unis, la FCC limite les niveaux d'émission à -41 dBm/MHz sur la bande de 3 GHz à 10 GHz.

Dans ce chapitre, nous allons appliquer le principe log-périodique pour concevoir des réseaux d'antennes à polarisation linéaire fonctionnant pour le système de communication militaire et les applications spatiales.

III. 2. Principe des antennes log-périodiques.

Les antennes log-périodiques introduites en 1956 Par Duhamel et Isabel de l'université de l'Illinois s'appuient sur le concept d'antennes dimensionnées pour toutes les fréquences, mais apportent un caractère périodique plutôt que linéaire aux structures. En effet les antennes indépendantes de la fréquence ont un phénomène de répétition dans leur structure qui amène une répétition en fréquence de leurs caractéristiques. Cependant cette évolution idéalement linéaire, peut également être périodique : l'antenne est alors constituée d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions d'un facteur $\tau = \frac{f_2}{f_1}$. Ces éléments se répètent ainsi avec une période $\ln \tau$ fonction du logarithme de la fréquence, d'où l'appellation d'antennes Log-périodiques.

Leur principe est donc analogue à celui des antennes indépendantes de la fréquence, à la différence qu'elles ne sont pas entièrement définissables uniquement par des angles et ne répondent donc pas exactement à leur définition. En général, seul l'enveloppe des structures log-périodiques est définissable par un angle constant, mais les formes à l'intérieur de cette espace peuvent donc varier (dipôles, rectangles, arcs de cercle, etc.). Bien que les performances de ce genre d'antennes soient par définitions périodiques en multiples/rapport de fréquences (impédance, rayonnements, etc.) les variations généralement observées, sont relativement faibles, ce qui leur vaut habituellement d'être classées parmi la catégorie des antennes indépendantes de la fréquence.

III. 3. Détermination des éléments rayonnants

On se basant sur ce principe, on définit les fréquences des différents éléments constituant notre réseau d'antennes dans la bande de fréquence désirée, ainsi la largeur W et la longueur L des éléments rayonnants, qui sont reliés par un facteur de multiplicateur τ défini par :

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{W_{n+1}}{W_n}$$

Conséquemment à notre élément rayonnant de forme géométrique carré, on a la largeur W égale à la longueur L . Ceci dans le but de faciliter l'adaptation de l'élément rayonnant à la fréquence de résonance souhaitée.

III. 4. Réseau d'antennes log périodiques à polarisation linéaire à élément rayonnant alimenté par fente

Ces réseaux sont conçus pour fonctionner dans la bande de fréquence désirée. Une alimentation en série a été appliquée. Elle consiste à utiliser une ligne droite imprimée avec des branches à chaque élément rayonnant. Les caractéristiques des réseaux sont :

- les éléments rayonnants sont de forme carrée de côté W , imprimés sous un substrat de permittivité relative $\epsilon_{r1} = 2.2$, de hauteur $H_1 = 1.52 \text{ mm}$ et de tangente de perte $\text{tg}\delta_1 = 0.001$.
- Une couche d'air d'hauteur $H_2 = 15 \text{ mm}$ située au-dessous des éléments rayonnants permettant d'augmenter la bande passante.
- Une alimentation par l'intermédiaire d'une fente de couplage de longueur L_f et de largeur W_f située dans le plan de masse.
- Une ligne micro-ruban de largeur W_L , d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$ terminée par un stub de longueur L_s . Cette ligne, située sous ce plan de masse, repose sur une couche de substrat de permittivité relative $\epsilon_{r3} = 2.2$, d'hauteur $H_3 = 0.762 \text{ mm}$, et de tangente de perte $\text{tg}\delta_3 = 0.001$.

Dans ce qui suit, on simule les différentes bandes de fréquences des réseaux d'antennes log-périodiques avec un nombre d'éléments rayonnants différents.

III. 4. 1. Conception des éléments constituant le réseau d'antennes

Sur le tableau III.2, nous reportons la fréquence de résonance de chaque élément rayonnant (forme carrée) ainsi la dimension correspondant au côté du carré. Le facteur de périodicité est choisie tel que : $\tau=1.19$.

Élément n°	Fréquence [GHz]	W=L [mm]
1	4.56	26
2	4.96	24
3	5.39	22
4	5.9	20
5	6.4	18

Tableau III. 1 : Fréquences et dimensions des éléments rayonnants

a) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 4.56 GHz

Sur la figure ci-dessous, nous présentons la puissance réfléchie à l'entrée du premier élément rayonnant de forme carrée. La fréquence de résonance de l'antenne multicouche est 4.56 GHz.

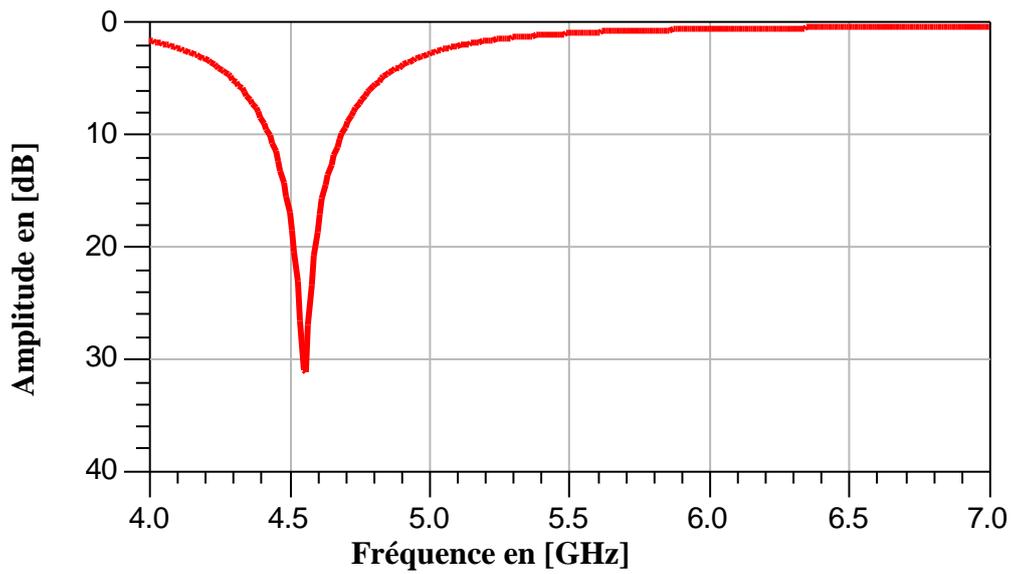


Figure III. 1 : Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, $f_r=4.56$ GHz.

Nous constatons que la fréquence de résonance ($f_r=4.56$ GHz) est dans la bande passante de [4.40 GHz, 4.70 GHz]. Le module de la puissance réfléchiée est plutôt bon avec une valeur de -31.278 dB. Sur la figure III.2, nous reportons la courbe des lieux d'impédance du premier élément constituant le réseau

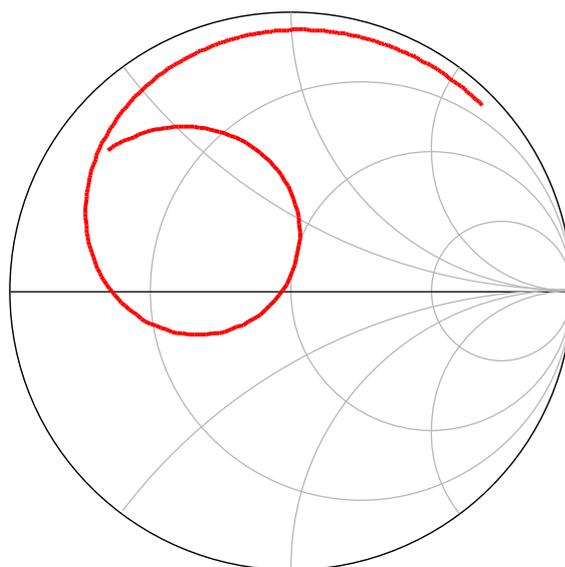


Figure III. 2 : Lieu d'impédance d'entrée de l'antenne, $f_r=4.56$ GHz.

Le lieu d'impédance d'adaptation passe presque par la valeur centrale $Z=50\Omega$. Ceci nous prouve qu'on a eu une bonne adaptation de l'antenne. La puissance reçue par l'antenne est transmise en sa quasi-totalité.

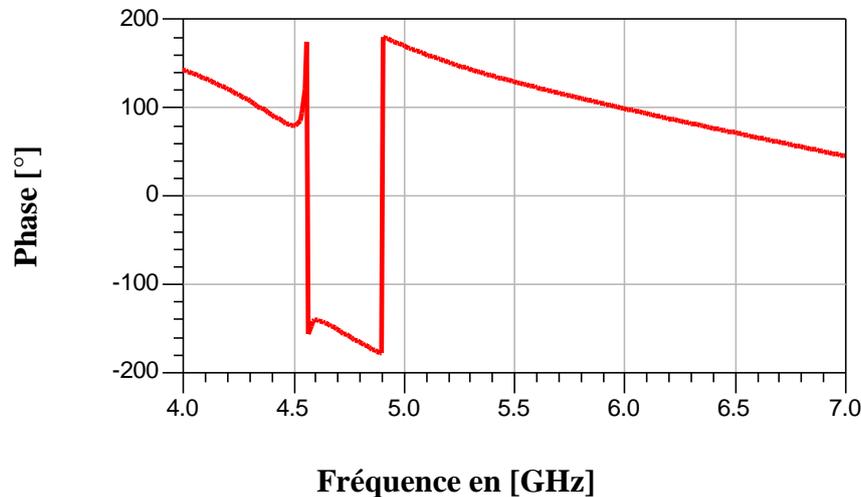


Figure III. 3 : Phase réfléchi par l'antenne à l'entrée, $f_r = 4.56$ GHz.

La phase réfléchi à l'entrée de l'antenne est nulle à la fréquence de résonance, ce qui veut dire que l'impédance d'entrée est purement réelle.

b) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 4.96 GHz.

Sur la figure ci-dessous, nous présentons la puissance réfléchi à l'entrée du deuxième élément rayonnant de forme carrée. La fréquence de résonance de l'antenne multicouche est 4.96 GHz.

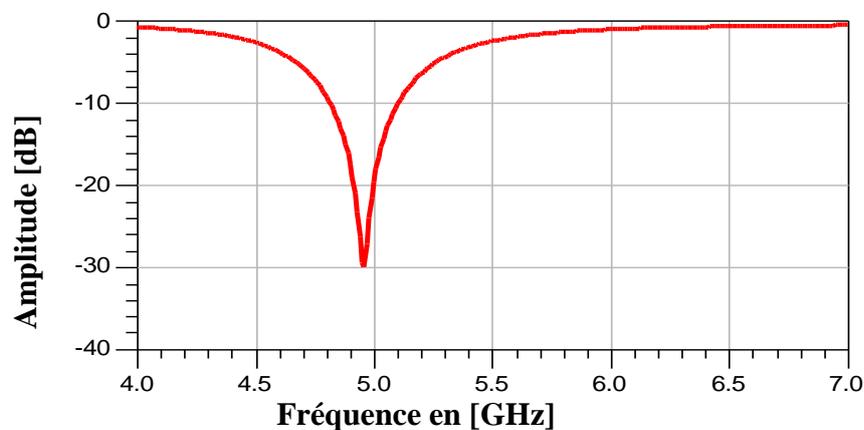


Figure III. 4 : Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, $f_r = 4.96$ GHz.

L'évolution du lieu d'impédance du second élément est illustrée par la figure III.5. A la fréquence de résonance, l'impédance est presque purement réelle, ce qui représente une bonne adaptation de l'antenne en ce point.

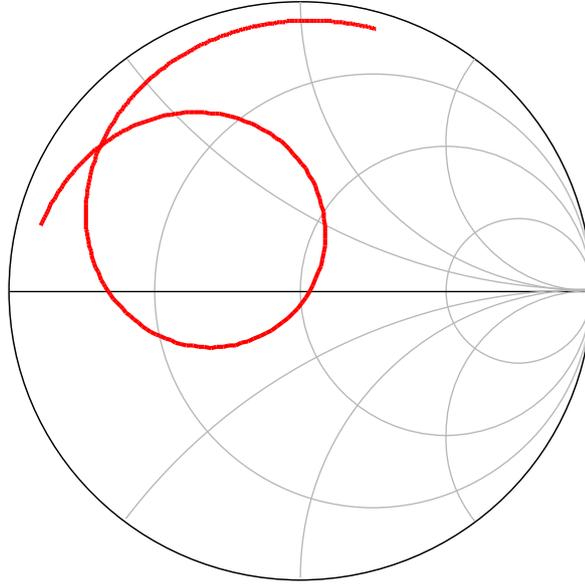


Figure III. 5 : Lieu d'impédance d'entrée de l'antenne, $f_r = 4.96$ GHz.

Selon la figure III. 5, nous remarquons que le lieu d'impédance passe par la partie négative, ceci nous laisse comprendre que la partie imaginaire de l'impédance représente plutôt des pertes capacitives.

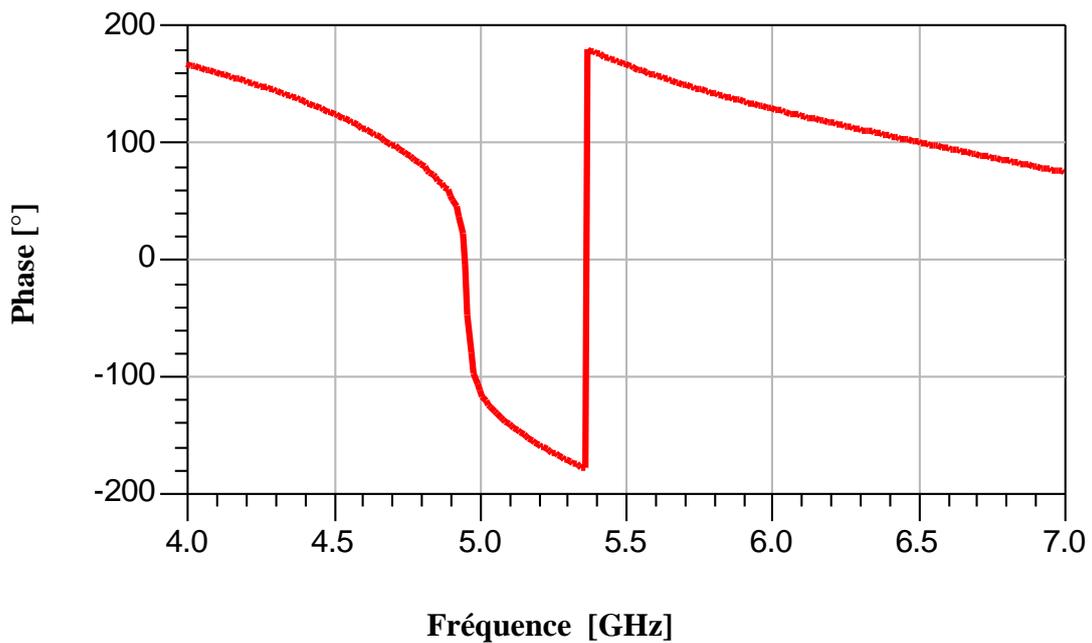


Figure III. 6 : Phase réfléchi par l'antenne à l'entrée, $f_r = 4.96$ GHz.

En augmentant les dimensions du premier élément rayonnant précédemment simulée, nous constatons que les résultats changent remarquablement. La fréquence de résonance est de 4.96 GHz, avec une puissance réfléchi de -30.084 dB. L'antenne gagne en fréquence mais perd une partie de sa puissance réfléchi. Le déphasage devient un peu large par rapport au cas précédent.

c) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 5.39 GHz

Sur la figure ci-dessous, nous présentons la puissance réfléchi à l'entrée du troisième élément rayonnant de forme carrée. La fréquence de résonance de l'antenne multicouche est 5.39 GHz.

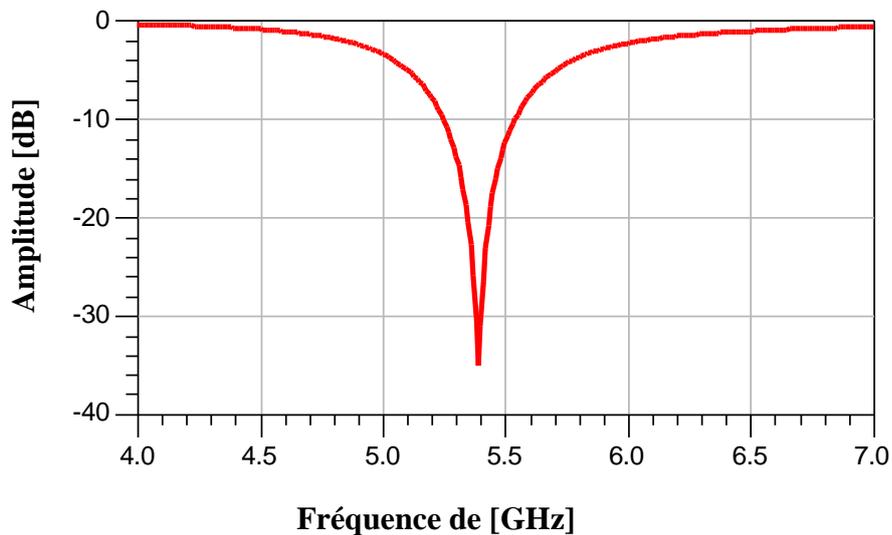


Figure III. 7 : Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, $f_r = 5.39$ GHz.

Nous constatons qu'on a une fréquence de résonance à 5.39 GHz, et que la puissance réfléchi par l'antenne est de -35.06 dB. Compte tenu du rang de cette antenne dans le réseau log-périodique, les résultats sont assez prometteurs.

L'abaque de Smith de la figure III.8, nous montre l'évolution du lieu d'impédance d'entrée du troisième élément.

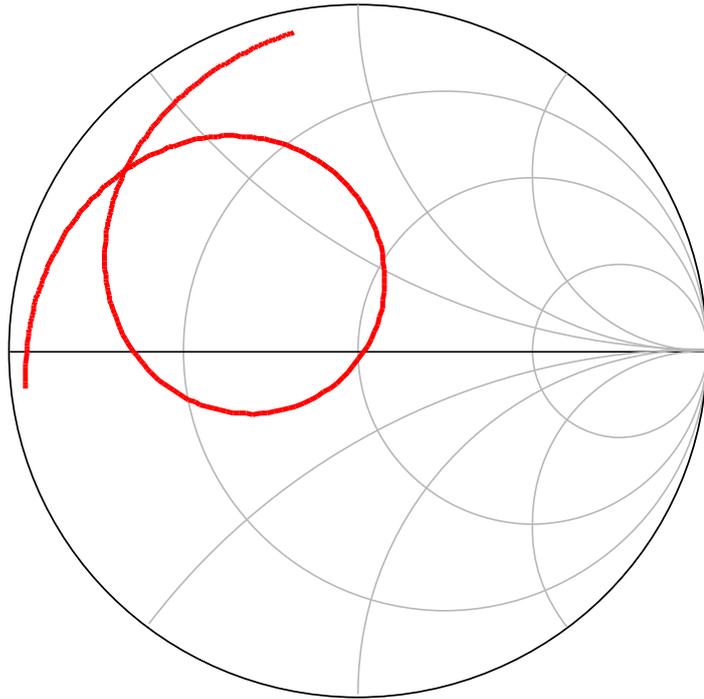


Figure III. 8 : Lieu d'impédance d'entrée de l'antenne, $f_r = 5.39$ GHz.

La courbe qui décrit le comportement de l'impédance pour cette antenne qui passe par le centre de l'abaque de Smith. Ceci nous laisse conclure qu'on a une parfaite adaptation, donc la puissance est transmise en presque en sa totalité.

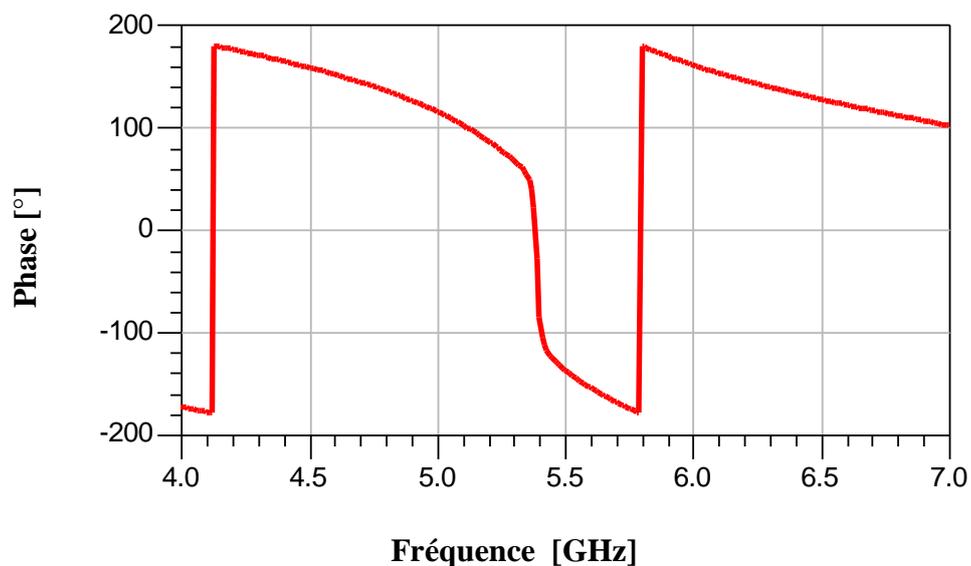


Figure III. 9 : Phase réfléchi par l'antenne à l'entrée, $f_r = 5.39$ GHz.

On constate qu'à une fréquence de résonance de 5.39 GHz, la phase réfléchie par l'antenne est pratiquement nulle.

d) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 5.9 GHz

Sur la figure ci-dessous, nous présentons la puissance réfléchie à l'entrée du quatrième élément rayonnant de forme carrée. La fréquence de résonance de l'antenne multicouche est 5.9 GHz.

Pour cet élément, nous voyons que la fréquence de résonance est dans la bande C (5.75GHz à 6.060 GHz). La puissance réfléchie par l'antenne est de l'ordre -30.06 dB. Ce résultat confirme la très bonne adaptation obtenue par la méthode des moments.

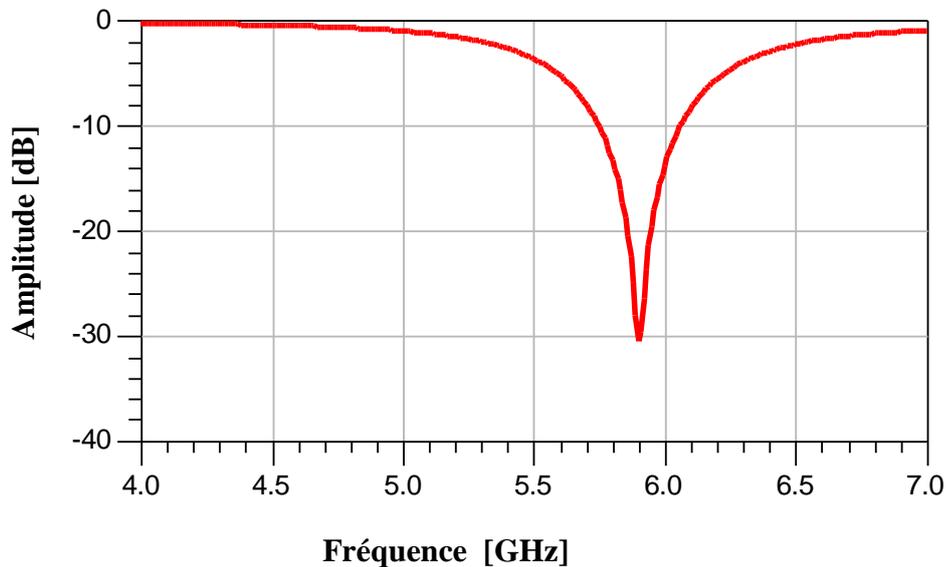


Figure III. 10 : Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, $f_r = 5.9$ GHz.

L'évolution de lieu d'impédance d'entrée du quatrième élément de l'antenne-réseau est représentée sur la figure III.11. Nous remarquons une excellente adaptation de l'antenne puisque la courbe passe par le centre des axes, $Z=50\Omega$.

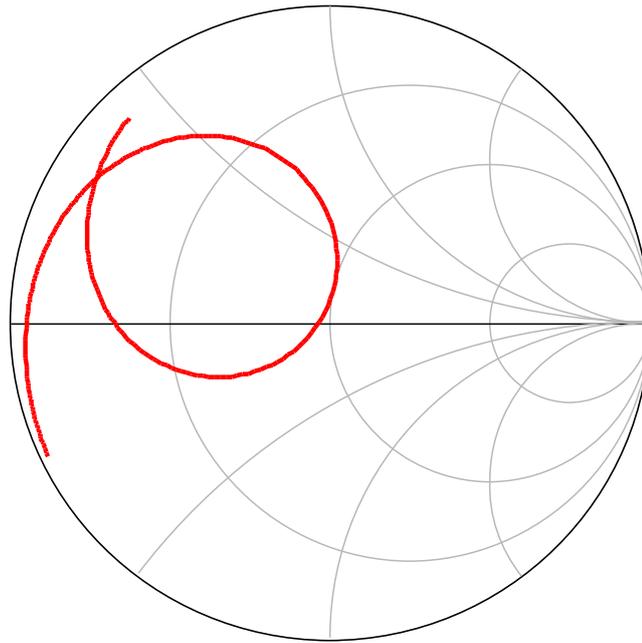


Figure III. 11 : Lieu d'impédance d'entrée de l'antenne, $f_r = 5.9$ GHz.

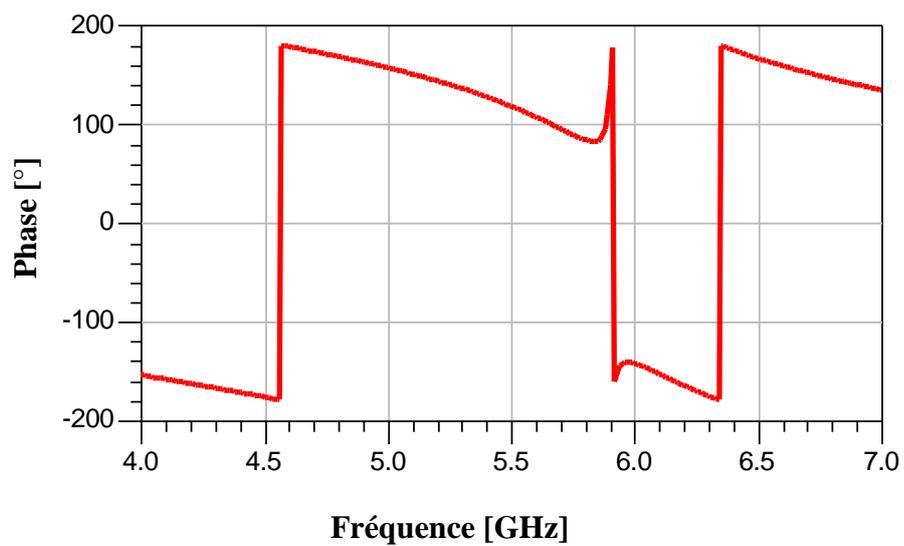


Figure III. 12 : Phase réfléchi par l'antenne à l'entrée, $f_r = 5.9$ GHz.

La phase réfléchi à l'entrée de cette antenne présentée sur la figure ci-dessus est nulle. L'impédance à l'entrée de l'antenne est purement réelle.

e) Antenne fonctionnant à la fréquence de résonance de 6.4 GHz

La puissance réfléchie à l'entrée obtenue par la méthode des moments du cinquième élément rayonnant de forme carrée est présentée sur la figure ci-dessous. La fréquence de résonance de l'antenne multicouche dans ce cas est de 6.4 GHz.

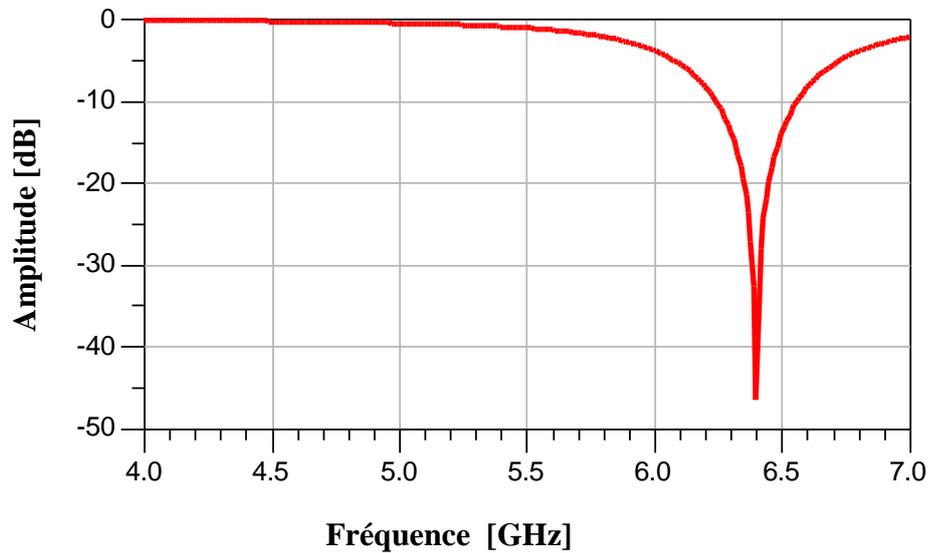


Figure III. 13 : Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, $f_r = 6.4$ GHz.

Nous remarquons que la puissance à l'entrée de cette antenne est très importante (-46.545 dB). La fréquence de résonance est de 6.4 GHz, c'est la plus importante de tous les éléments constituant notre architecture log-périodique.

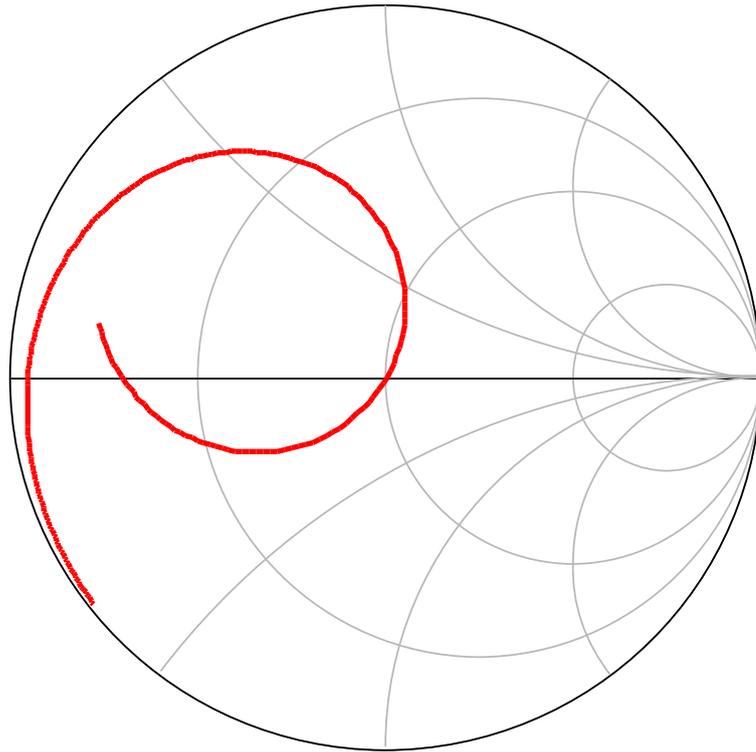


Figure III. 14 : Lieu d'impédance d'entrée de l'antenne, $f_r = 6.4$ GHz.

Pour cet élément, nous avons obtenu une adaptation parfaite. La courbe qui décrit l'impédance d'adaptation passe par le centre de l'abaque ; donc qu'à ce point l'impédance d'adaptation est purement réelle. La puissance transmise par l'antenne est maximale.

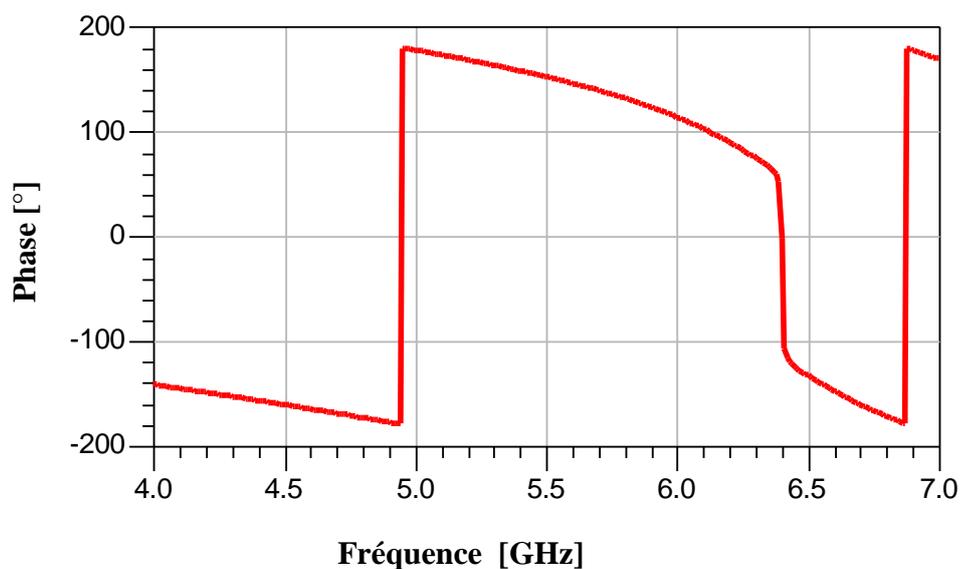


Figure III. 15 : Phase réfléchi par l'antenne à l'entrée, $f_r = 6.4$ GHz.

D'après la figure III. 15 nous remarquons une phase réfléchi est nulle par cette antenne.

III. 4. 2. Association des éléments en réseau d'antennes

Dans ce qui va suivre, nous venons d'exposer les résultats de simulation de chaque antenne. Des constatations ont été mise au point chaque fois que les dimensions de l'élément ont été modifiées ; nous avons vu l'influence de chaque antenne sur le module du coefficient de réflexion, du lieu d'impédance d'entrée et de la phase à l'entrée de l'antenne simulé.

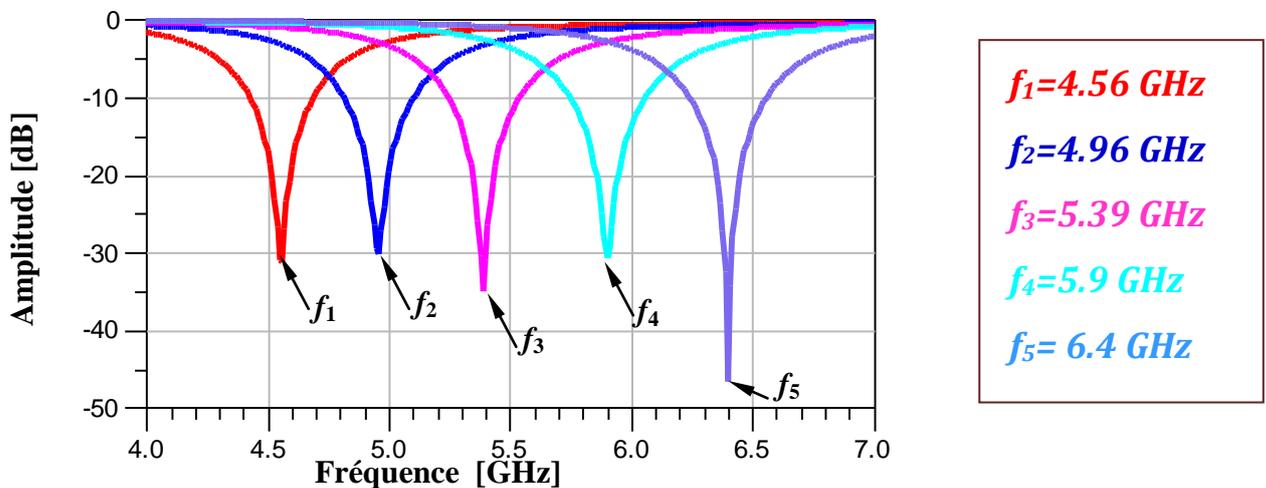


Figure III. 16 : Coefficient de réflexion à l'entrée de chaque antenne constituant le réseau d'antennes.

En observant de près ces graphes, nous constatons que la bande passante correspondant à un niveau de -10 dB qui sont reporté dans le tableau III. 2 présentent un caractère relativement large bande de l'antenne multi couche en comparaison avec l'antenne mono couche. Dans ce cas, cinq sous bandes passantes peuvent être utilisées dans la fenêtre de la bande passante de l'antenne-réseau log-périodique.

Sur la figure III.17, nous reportons les courbes représentant les lieux d'impédances des éléments constituant le réseau des antennes élémentaires formant l'antenne réseau.

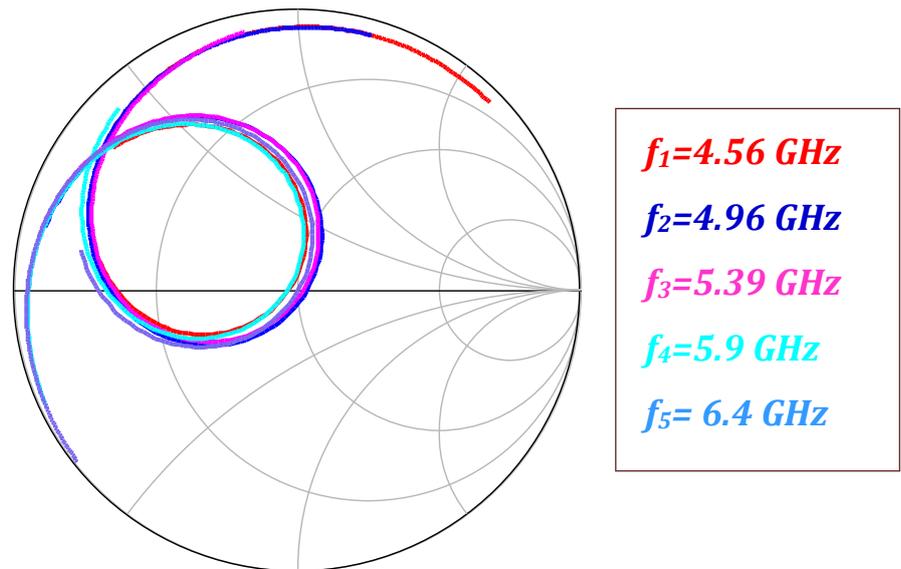


Figure III. 17 : Lieux des impédances d'entrées de chaque élément constituant le réseau d'antennes.

Nous voyons bien que chaque courbe qui décrit le lieu d'impédance d'adaptation de chaque élément du réseau, passe à proximité du centre de l'abaque de Smith. Ceci dit que chaque élément du réseau présente une bonne adaptation à sa fréquence de résonance.

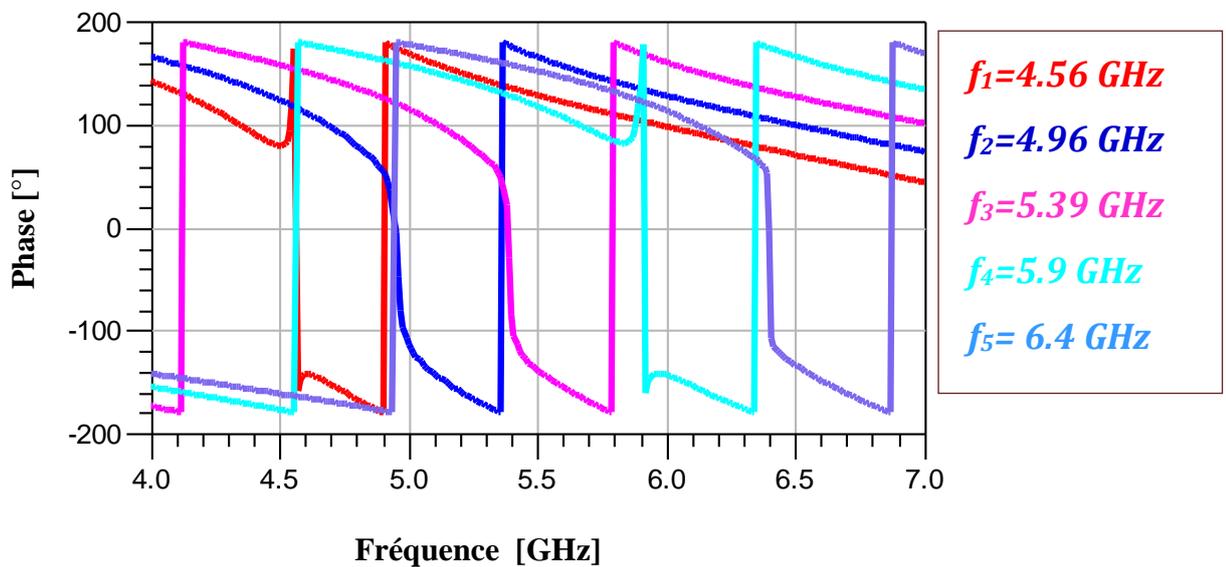


Figure III. 18 : Phases réfléchies de chaque élément constituant le réseau d'antennes.

D'après la figure III. 18, nous remarquons que pour chaque antenne les phases sont nulles à leurs fréquences de résonances, les lieux sont purement réels.

La largeur de bande ainsi obtenue pour chaque antenne est reportée dans le tableau III. 2. Il faut rappeler que la bande passante est définie à partir du rapport d'ondes stationnaires et correspond à la bande de fréquence pour laquelle l'antenne est adaptée à son système d'alimentation. On admet ici, comme adaptation correcte, un coefficient de réflexion en entrée inférieur à -9.54 dB ce qui correspond à un ROS inférieur à 2. De plus, la fréquence de résonance est définie comme étant la fréquence correspondant au minimum de ROS.

Élément N°	Largeur de la bande passante [MHz]	Fréquence de résonance en GHz
1	250	4.56
2	190	4.96
3	290	5.39
4	310	5.9
5	320	6.4

Tableau III. 2 : La largeur de bande de chaque antenne.

Nous présentons sur la figure ci-dessous le modèle adopté sous ADS afin d'adapté le réseau d'antennes multicouches.

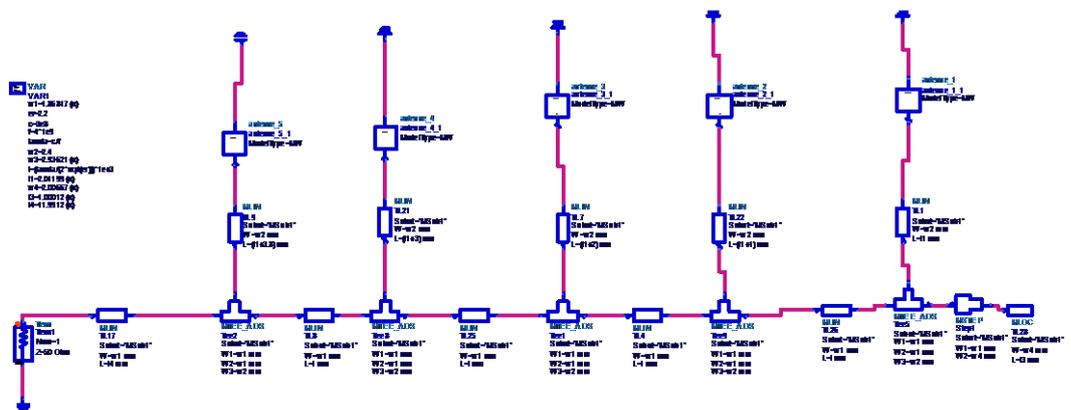
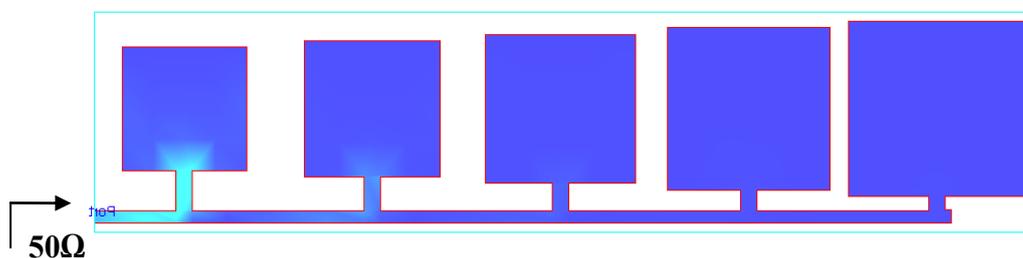


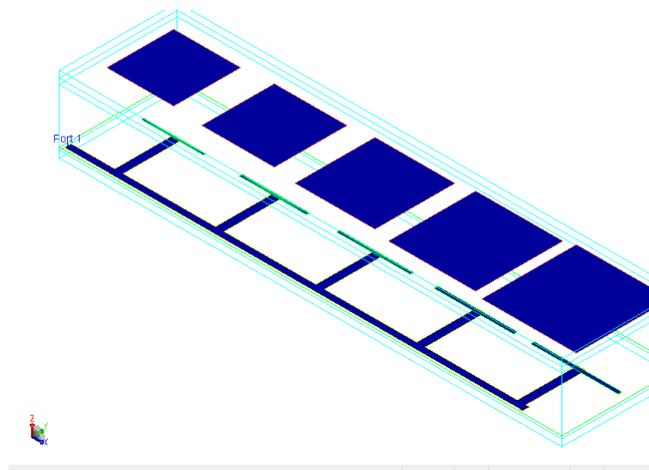
Figure III. 19 : Equivalents du réseau de 5 éléments en interface ADS.

Le modèle adopté sous ADS consiste à représenter chaque antenne par une boîte noire. La boîte contient le fichier de donnée (DATA) de l'antenne simulé sous Momentum ensuite les associer avec le système d'alimentation. Cette idée vient du fait de la complexité du réseau à l'adapter sous Momentum. Comme nous le savons, Momentum est basé sur la méthode qui prend un temps colossal ce qui rends l'adaptation est quasiment impossible pour un tel réseau.

Le masque du réseau des antennes ainsi adapté est présenté par la figure III. 20.



(a)



(b)

Figure III. 20 : Masque du réseau de 5 éléments, (a) vue de face, (b) vue de dessus.

Le coefficient de réflexion à l'entrée de ce réseau est montré sur la figure III. 21.

L'observation de résultats de simulation fait apparaître une bande passante de l'ordre de 1100 MHz, ce résultat est meilleur si l'on compare avec celles obtenues avec une seule antenne qui ne dépasse pas les 320 MHz dans les meilleurs cas.

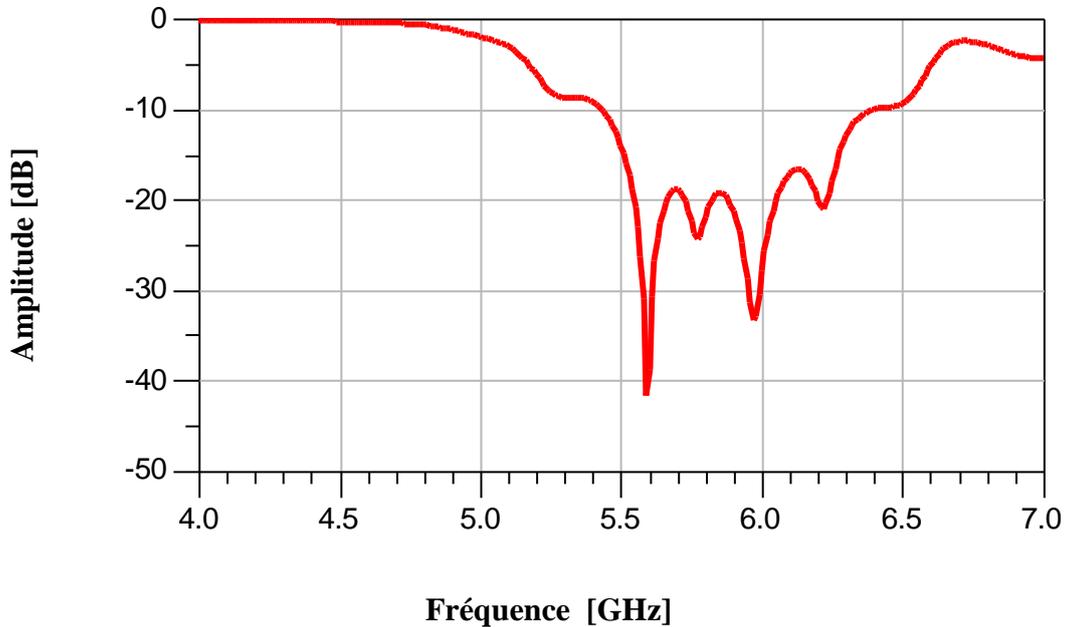


Figure III. 21 : Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau à 5 éléments rayonnants.

Nous avons également comparé les résultats obtenus pour les simulations obtenues sous Momentum et ADS, nous avons conclu que cette antenne est cohérente et donne une bonne bande passante assez comparable avec un petit décalage.

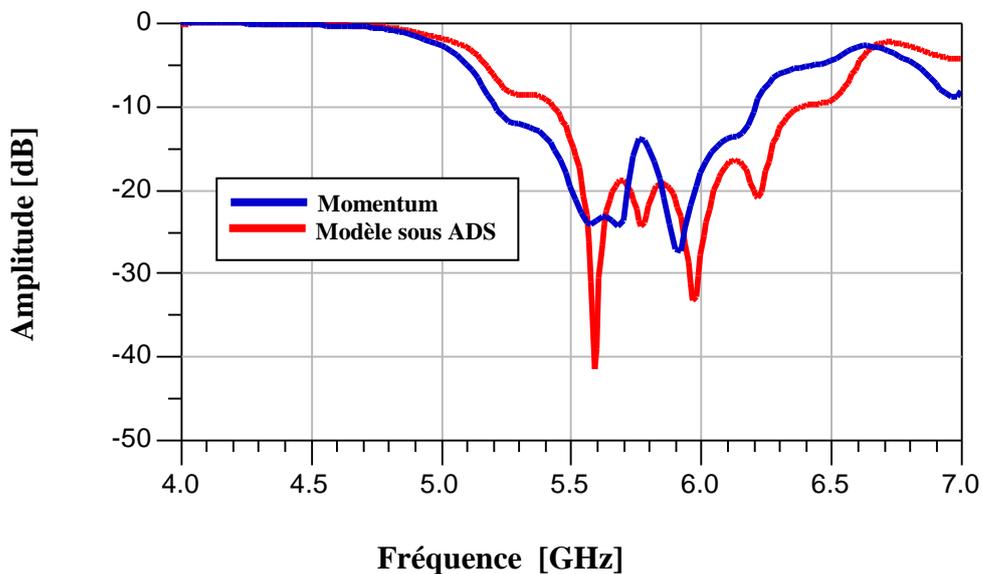


Figure III. 22 : Module du coefficient de réflexion du réseau d'antennes.

Nous remarquons une bonne cohérence entre ces graphes obtenus par simulation en ADS (rouge), et par Momentum en bleu.

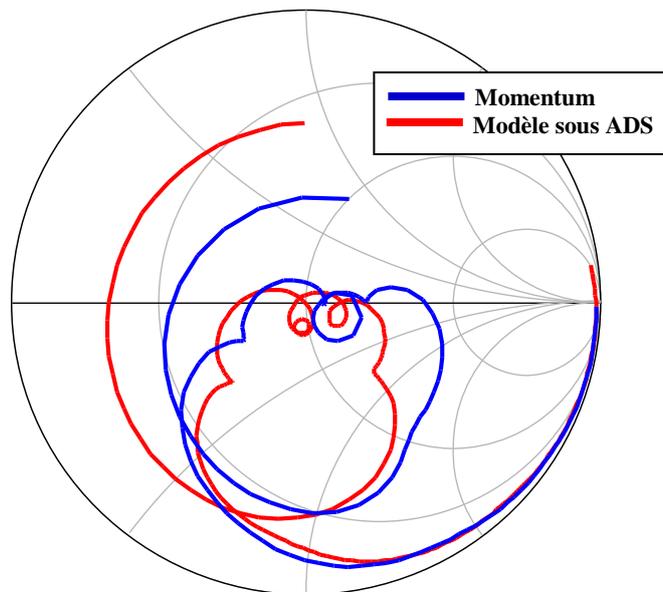


Figure III. 23 : Lieu d'impédance d'entrée du réseau de 5 éléments d'antennes.

Sur la figure III. 23, nous présentons la phase réfléchie à l'entrée du réseau d'antennes.

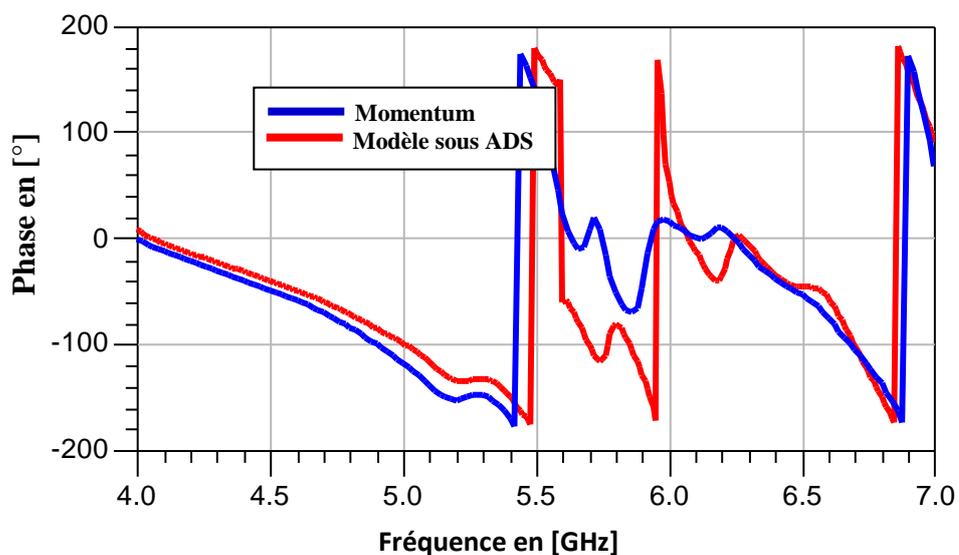


Figure III. 24 : Phase réfléchié du réseau d'antennes.

Les figures III. 22, III.23, et III.24 représentent respectivement les diagrammes de rayonnement en 3D, en cartésien dans les deux plans E ($\varphi = 0^\circ$) et plan H ($\varphi = 90^\circ$) à la fréquence 6.4 GHz ainsi que rapport axiale.

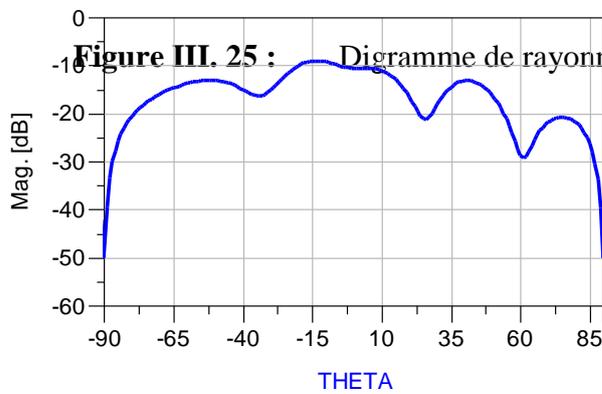
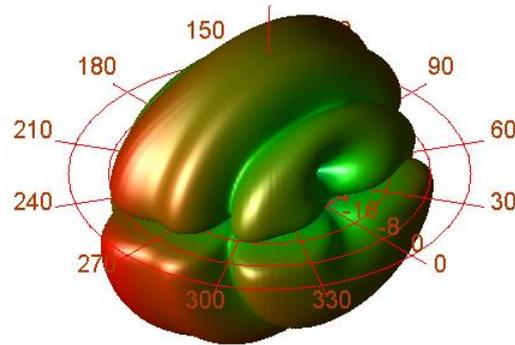
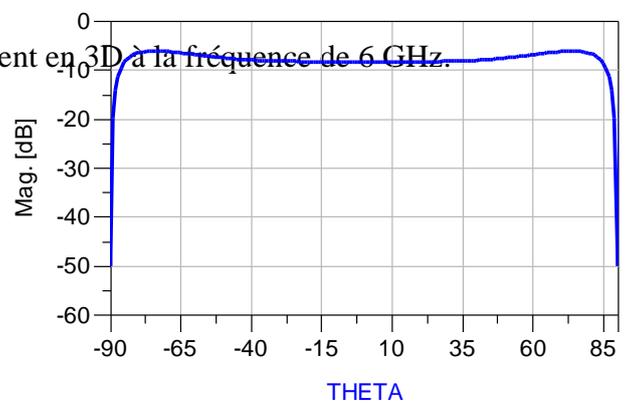
**(a)****(b)**

Figure III. 26 : Diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes ($f = 6 \text{ GHz}$). (a) Plan E ($\varphi = 0^\circ$), (b) Plan H ($\varphi = 90^\circ$).

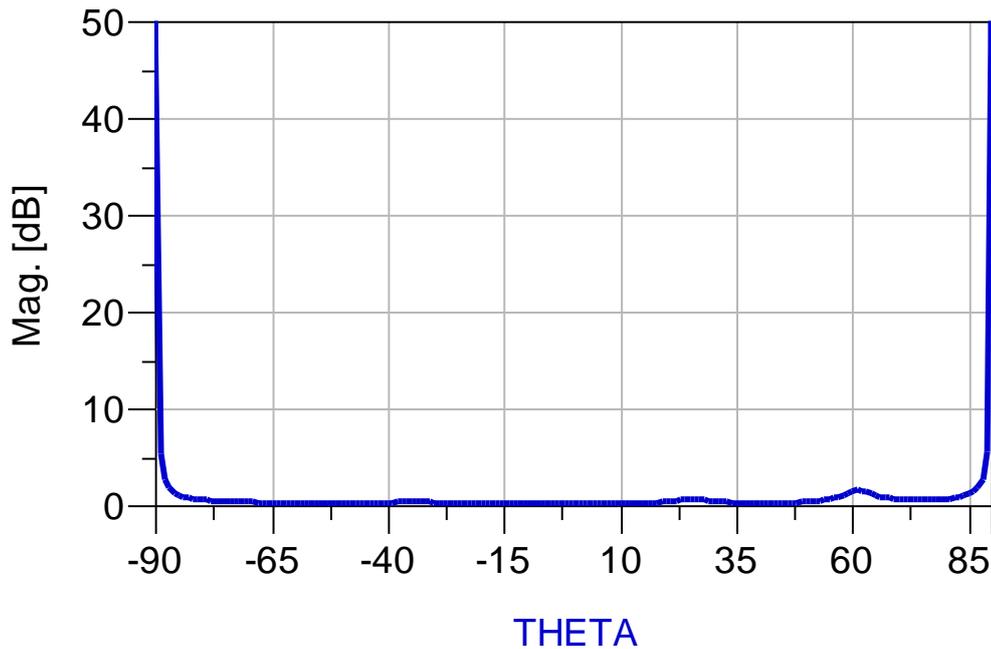


Figure III. 27 : Rapport axial de la polarisation linéaire.

De première vue, nous remarquons que le diagramme de rayonnement pour le plan H est caractérisé par un lobe principal de grande ouverture avec une symétrie parfaite par rapport à la direction $\varphi = 0^\circ$. Nous observons également l'apparition des lobes secondaires dans le plan zOx (plan E), ceci est dû à l'emplacement des éléments rayonnant selon ce plan. De même pour le plan arrière.

Dans le plan H (zOy), le diagramme de rayonnement présente un seul lobe principal avec un niveau de l'ordre de -9 dB° . Le gain de réseau est 9.19 dB . La polarisation est linéaire et parfaite, le rapport axial le prouve bien.

III. 5. Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les différents résultats des d'antennes ainsi que réseau log-périodiques à polarisation linéaires. L'arrangement proposé des antennes imprimées a montré l'efficacité de cette technique dans l'amélioration de la bande passante du réseau d'antennes. La simulation des paramètres de l'antenne log-périodique nous a permis de constater qu'on peut avoir une bande passante beaucoup plus large, mais on est limité à un nombre réduit d'éléments par le souci de la compacité de l'ensemble du circuit réseau.

Les résultats obtenus montrent une bonne concordance entre modèle ADS et celui de la méthode des moments. Le réseau constitué peut être utilisé pour les applications satellitaires fonctionnant en bande C.

Conclusion générale

Une antenne imprimée est la composante chargée de diffuser le signal millimétrique dans l'espace libre et de le capter en retour. Les antennes imprimées ont les mêmes propriétés en émission qu'en réception. Cette réciprocité permet de connaître le comportement dans ces deux modes en ne procédant qu'à sa mesure dans un seul mode. Les antennes imprimées sont directionnelles, c'est à dire qu'elles concentrent l'énergie du signal de radiofréquence, émise ou reçue, en un faisceau orienté dans une direction bien précise. Ce dernier dépend des caractéristiques de l'antenne et de son orientation dans l'espace.

Le diagramme d'émission d'une antenne peut être tracé sur un graphique aux coordonnées cartésiennes ou polaires ayant l'angle d'azimut et l'intensité relative du signal comme coordonnées. Un tel diagramme montre que l'énergie est plus importante dans une direction pour une antenne directionnelle :

- Le lobe principal définit la direction du faisceau;
- Une partie plus ou moins importante de l'énergie émise se retrouve dans les lobes secondaires et le lobe arrière et constitue les pertes. Il est donc important de les minimiser.

Essentiellement, notre travail s'est intéressé au développement et à la réalisation de l'antenne imprimée de forme carré. Les différents paramètres caractéristiques de ces antennes ont été mis en évidence par de multiples illustrations obtenues par simulations sous le logiciel ADS/Momentum. Les résultats obtenus sont assez bons. En premier lieu, on s'est mise à étudier les antennes de base monocouches et multicouches ; par la suite nous les avons associées en un réseau d'antennes log-périodique. La mise en réseau des éléments rayonnants nous a amené à confirmer que le gain augmente proportionnellement avec le nombre d'éléments rayonnant.

Nous avons pu voir que la bande passante s'étale sur une largeur de 5.2 GHz à 6.4 GHz pour une puissance réfléchié inférieur au niveau des -10 dB, pour l'antenne-réseau ; alors qu'elle était de 4.89 GHz à 5.17 GHz pour un seul élément, donc nettement faible par rapport au réseau d'antennes. En effectuant des modifications sur les dimensions des éléments rayonnant, on a pu améliorer les performances des antennes imprimées, notamment leur bande passante. Des méthodes telles que l'augmentation de l'épaisseur du substrat, la diminution de la permittivité relative, permettent d'augmenter la bande passante jusqu'à 35%.

Bibliographie

[1] BARKAT OUARDA, « Etude et Synthèse des Caractéristiques de Réseaux d'antennes Imprimées Supraconductrices dans la bande Millimétrique. » THESE présenté en vue de l'obtention du diplôme Doctorat en science, soutenue le 09 Décembre 2009.

[2] Cours de Dominic Grenier, Département de génie électrique et de génie informatique, Université Laval, Québec Canada G1V 0A6, Hiver 2012.

[3] Alaeddine AL-FAWAL, « Conception et Réalisation de Réseaux d'Antennes pour les Mesures de Propagation et de Transmission ; Application aux Réseaux de Communication sans Fil UMTS, WLAN, WLL ET HIPERLAN/2 ». Thèse présenté en vue de l'obtention du Diplôme d'Ingénieur en Electricité et Electronique, Option Télécommunication et Informatique De l'Université Libanaise Faculté de Génie I. Soutenue le 9 juillet 2001.

[4] David BIDOUE, « Contribution à l'étude d'antennes fort gain. Application dans le domaine millimétrique. » ; Thèse pour obtenir le grade de Docteur de l'université de Limoge, soutenue le 28 Mai 2003.

[5] Amel BOUFRIOUA, « contribution à l'étude des antennes à patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une Source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant », Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en-Science En Electronique, Soutenue en Novembre 2006.

[6] Nicolas FORTINO : « Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsions. » Thèse pour obtenir le titre de Docteur en Sciences de l'université de Nice-Sophia Antipolis, soutenue le 16 Février 2006.

[7] Hakim TAKHEDMIT « Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil à 2.45 GHz. » Thèse présenté pour obtenir le grade de Docteur de l'Ecole Centrale de Lyon. Soutenue le 18 octobre 2010.

[8] Raymond BRAULT et Robert PIAT(F3XY), « Principe de fonctionnement des antennes, Antennes d'émission et de réception diverses, Antennes directives, Antennes pour stations mobiles, Antennes en ferrite – Mesures concernant les antennes, Appareils de mesures pour le réglage des antennes » STEDI, 1, Boulevard Ney, 75018 Paris Dépôt légal : décembre 2004, 13^e édition mise à jour et complète.

[9] Vincent LAUR : « contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de couches minces ferroélectriques : Des matériaux aux dispositifs. » Thèse présenté pour l'obtention du Diplôme de Doctorat, soutenue le 17 novembre 2007.

[10] Fabien FERRERO : « Reconfiguration dynamique d'antenne imprimées en directivité et en polarisation ». Thèse présenté pour l'obtention du grade de Docteur en Sciences, soutenue le 19 Novembre 2007.

[11] M. CAILLET, O. LAFOND, M. HIMDI « Etude et réalisation d'une antenne oscillatrice à 40 GHz »

[12] Alireza KAZEMIPOUR : « Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes.» Thèse présentée pour obtenir le grade de docteur de l'école nationale supérieure des télécommunications, soutenue le 12 Décembre 2002.

Outils de simulation numérique : ADS/Momentum

Cette partie résume le moyen de simulation expérimentale utilisé pour la conception des diverses structures d'antennes présentées au cours des chapitres II et III de ce travail, en l'occurrence le réseau log-périodiques d'antennes imprimées.

A. Advanced Design System (ADS).

Le logiciel ADS est développé par Agilent Technologies. Il est dédié à la simulation et à la conception des circuits et des systèmes électroniques RF. Il offre tout un ensemble d'environnements de simulation de types circuit et électromagnétique, dans les domaines temporel et fréquentiel.

B. Momentum

Lors de la simulation des éléments patchs et des réseaux d'antennes patchs, on a employé la version MOMENTUM du logiciel qui est basé sur la méthode des moments et qui permet à la fois une analyse de circuit et une analyse électromagnétique. En effet, il prend en compte les vraies géométries dessinées par les concepteurs pour simuler le couplage et les effets parasites. Il comporte plusieurs versions de fonctionnement, à savoir :

a. Technique de maillage

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelée Méthode des Moments. Par cette technique, les conducteurs sont "maillés", divisés en éléments simples triangulaires ou rectangulaires. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées.

Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnus du problème.

Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne micro-ruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense peut alors être utilisé (fonction Edge Mesh du logiciel), pour représenter de façon plus précise le courant, tout en minimisant le temps de calcul grâce à un algorithme d'échantillonnage.

b. Principe de superposition des couches

Bien qu'il ne soit pas un logiciel 3D, MOMENTUM permet cependant de simuler des

structures volumiques sous certaines conditions. Les éléments (Strip ou Hole) sont alors superposés et les différentes couches peuvent être reliées entre elles par des coupleurs ou autres via. On définit l'ordre des couches, c'est à dire leur positionnement par rapport aux substrats mis en jeu.

Lors d'une excitation par fente dans le plan de masse, MOMENTUM convient parfaitement. En effet la ligne micro-ruban sous le plan de masse et l'antenne sont définies en tant que STRIP et l'ouverture dans le plan de masse en tant que HOLE. Ainsi, la fente, souvent de très petites dimensions par rapport à celle de l'antenne, peut être correctement maillée, sans pour autant augmenter ni le volume ni le temps de calcul, ce qui est souvent le cas avec un logiciel 3D.

c. Compilation des substrats et génération du maillage

Une fois les éléments dessinés et le positionnement des différentes couches effectué, on réalise une compilation des substrats dans la bande de fréquence utile, qui, par l'intermédiaire des fonctions de Green, va déterminer les caractéristiques sur tout le volume (soit à l'infini). Ces données pourront être sauvegardées et être ainsi réutilisées chaque fois que l'on se trouve dans les mêmes conditions d'utilisation.

La dernière étape avant la compilation est donc la génération automatique du maillage de la structure, généralement calculé à la plus haute fréquence.

d. Paramètres de sortie

La technique numérique employée permet d'exprimer une équation intégrale, directement déduite des équations de Maxwell, sous forme de système matriciel. Les paramètres de sortie du logiciel sont :

- les paramètres [S] aux accès physiques du dispositif. Ils prennent en compte l'ensemble des interactions pouvant intervenir entre les métallisations du dispositif ;
- un ensemble de grandeurs directement déduit des valeurs des champs sur les conducteurs.

MOMENTUM utilise une méthode fréquentielle. Un calcul est nécessaire pour chaque fréquence désirée dans la bande à déterminer. Ceci peut donc demander un temps de calcul si le pas fréquentiel est constant. Ainsi, une fonction appelée Adaptive Frequency Sampling, est un algorithme d'interpolation qui sélectionne automatiquement des fréquences et insère les données. Dans le cas d'antennes imprimées, en plus des paramètres S, des

visualisations de courant animées, un abaque de Smith (ou un tracé séparé des impédances), de courbe d'évolution de la phase ainsi que les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus. MOMENTUM simule les circuits conçus avec des conditions aux limites ouvertes ou fermées. Ces accès sont générés automatiquement et ne demandent pas de temps de calculs supplémentaires ou une augmentation en place mémoire.

C. Avantages et inconvénients

Momentum est un simulateur dédié à la simulation des circuits RF planaires (antennes, filtres distribués, ...). Il présente les avantages suivants:

- Simulation de topologies dont le modèle circuit est dépassé ou inexistant.
- Prise en compte des couplages entre composants.
- Echantillonnage fréquentiel adaptatif pour des simulations rapides et précises.
- Outils d'optimisation intégrés.
- Couplage avec des simulateurs circuit comme *harmonic balance*.

En revanche, Momentum présente aussi quelques inconvénients qui le limite pour certaines applications.

En effet ce logiciel nous permet de faire des simulations pour des réseaux ayant un nombre assez important, mais limité, en éléments rayonnants. Une fois que la taille de l'antenne-réseau devient très importante, donc formé par un ensemble d'autres réseaux d'antennes patches, le nombre d'éléments devient très élevé et on aura donc recourt à d'autres logiciels de simulation beaucoup plus puissants.

Liste des tableaux

Tableau II. 1 :	Dimensions de l'élément rayonnant en forme de "2"	24
Tableau III. 1 :	Fréquences et dimensions des éléments rayonnants.	48
Tableau III. 2 :	La largeur de bande de chaque antenne.	60

Liste des figures

Figure I. 1 :	Représentation d'une antenne patch, forme carrée	4
Figure I. 2 :	Structure de base d'une antenne imprimée, forme circulaire.....	5
Figure I. 3 :	Vue en 3D du diagramme de rayonnement et coupes d'un dipôle.....	10
Figure I. 4 :	Antenne planaire et les courants schématique.....	15
Figure I. 5 :	Coefficient de réflexion de l'antenne.....	17
Figure I. 6 :	Fréquence de résonance de l'antenne.....	17
Figure I. 7 :	Géométrie d'un réseau linéaire de patchs rectangulaires.....	19
Figure I. 8 :	Diagramme de rayonnement pour le plan $\varphi=90^\circ$	19
Figure II. 1 :	Masque de l'antenne en forme de « 2 ».....	24
Figure II. 2 :	Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne en forme de « 2 ».....	25
Figure II. 3 :	Phase réfléchie à l'entrée de l'antenne en forme de « 2 ».....	26
Figure II. 4 :	Lieu d'impédance à l'entrée de l'antenne en forme de « 2 ».....	26
Figure II. 5 :	Diagramme de rayonnement pour la fréquence de 7.87 GHz, en 3D de l'antenne en forme de « 2 ».....	27
Figure II. 6 :	Diagramme de rayonnement en 2D de l'antenne en forme de « 2 » ; ($f=7.87$ GHz).....	27
Figure II. 7 :	Couplage par fente d'une antenne multicouche.....	28
Figure II. 8 :	Configuration de l'antenne alimentée par une fente (a) vue de coupe, (b) vue dessus.....	29
Figure II. 9 :	Evolution du lieu d'impédance en fonction de la largeur de la fente de couplage «Wf) de l'antenne multicouche.....	29
Figure II. 10 :	Module du coefficient de réflexion en fonction de la largeur de la fente de couplage «Wf) de l'antenne multicouche.....	30
Figure II. 11 :	Phase réfléchie en fonction de la largeur de la fente de couplage «Wf) de l'antenne multicouche.....	31
Figure II. 12 :	Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la permittivité diélectrique ϵ_{r3} de la troisième couche de l'antenne multicouche.....	32
Figure II. 13 :	Evolution de la phase de l'antenne en fonction de la permittivité diélectrique ϵ_{r3} de la troisième couche de l'antenne multicouche.....	32
Figure II. 14 :	Coefficient de réflexion de la puissance en entrée en fonction de la longueur de la fente de couplage.....	33

Figure II. 15 :	Evolution du lieu d'impédance en fonction de la longueur de la fente de couplage.....	34
Figure II. 16 :	Evolution phase en fonction de la longueur de la fente de couplage.....	34
Figure II. 17 :	Evolution du lieu d'impédance en fonction de la hauteur de la ligne d'alimentation.....	35
Figure II. 18 :	Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne en fonction de la hauteur de la ligne d'alimentation.....	36
Figure II. 19 :	Représentation de phase de l'antenne en fonction de la hauteur de la ligne d'alimentation.....	36
Figure II. 20 :	Evolution du lieu d'impédance en fonction de la largeur de la ligne d'alimentation.....	37
Figure II. 21 :	Evolution de la puissance réfléchie en fonction de la largeur de la ligne d'alimentation.....	37
Figure II. 22 :	Evolution de la phase en fonction de la largeur de la ligne d'alimentation.....	38
Figure II. 23 :	Evolution du lieu d'impédance en fonction de la distance inter-résonateur.....	39
Figure II. 24 :	Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne en fonction de la distance inter-résonateur.....	39
Figure II. 25 :	la phase de l'antenne en fonction de la distance inter-résonatrice.....	40
Figure II. 26 :	Puissance réfléchie de l'antenne seule.....	41
Figure II. 27 :	Lieu d'impédance de l'antenne seule.....	41
Figure II. 28 :	Diagramme de rayonnement en 3D pour une fréquence de 5.14 GHz.....	42
Figure II. 29 :	Diagramme de rayonnement en 2D en puissance pour une fréquence de 5.14 GHz.....	42
Figure II. 30 :	Diagramme de rayonnement en 2D, plan E et pour $\varphi=0^\circ$	43
Figure II. 31 :	Diagramme de rayonnement en 2D, plan H et pour $\varphi=90^\circ$	43
Figure III. 1 :	Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, $f_r=4.56$ GHz.....	49
Figure III. 2 :	Lieu d'impédance d'adaptation de l'antenne, 4.56 GHz.....	49
Figure III. 3 :	Phase réfléchie par l'antenne à l'entrée, 4.56 GHz.....	50

Figure III. 4 :	Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, 4.96 GHz.....	50
Figure III. 5 :	Lieu d'impédance d'adaptation de l'antenne, 4.96 GHz.....	51
Figure III. 6 :	Phase réfléchie par l'antenne à l'entrée, 4.96 GHz.	51
Figure III. 7 :	Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, 5.39 GHz.....	52
Figure III. 8 :	Lieu d'impédance d'adaptation de l'antenne, 5.39 GHz.....	53
Figure III. 9 :	Phase réfléchie par l'antenne à l'entrée, 5.39 GHz.....	53
Figure III. 10 :	Figure III. : Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, 5.9 GHz.....	54
Figure III. 11 :	Lieu d'impédance d'adaptation de l'antenne, 5.9 GHz.....	55
Figure III. 12 :	Phase réfléchie par l'antenne à l'entrée, 5.9 GHz.....	55
Figure III. 13 :	Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne, 6.4 GHz.....	56
Figure III. 14 :	Lieu d'impédance d'adaptation de l'antenne, 6.4 GHz.....	57
Figure III. 15 :	Phase réfléchie par l'antenne à l'entrée, 6.4 GHz.....	57
Figure III. 16 :	Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne-réseaux, 5 éléments.....	58
Figure III. 17 :	Lieux des impédances d'adaptation de l'antenne-réseaux, 5 éléments.....	59
Figure III. 18 :	Phases réfléchies par l'antenne-réseaux, 5 éléments.....	59
Figure III. 19 :	Masque du réseau 5 éléments, (a) vue de face, (b) vue de dessus.....	61
Figure III. 20 :	Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau à 5 éléments rayonnants.....	62

Résumé :

L'objectif principal de notre travail est l'étude et la conception, par simulation sous le logiciel ADS/Momentum, des antennes compactes imprimées en forme carré monocouches et multicouches large bande à polarisation linéaire destinés aux applications spatiales fonctionnant en bande C. L'alimentation des éléments rayonnants (patches) est effectuée par ligne directe et par couplage électromagnétique à travers une fente. Une association en réseau log-périodiques a été faite en vue d'augmenter la bande passante. Les résultats obtenus en termes d'adaptation et polarisation confirment l'intérêt de l'arrangement proposé.

Mots clés : Antenne imprimée monocouche et multicouche, réseau log-périodique, polarisation linéaire, ADS/Momentum.

Summary:

The main objective of our work is the study and design, simulation software in ADS / Momentum, compact printed antennas shaped square monolayer and multilayer bandeà wide linear polarization for space applications C-band The power of radiating elements (patches) is performed by line directet by electromagnetic coupling through a slot. For networking log-periodic has been made to increase the bandwidth. The results obtained in terms of adaptation and polarization confirm the usefulness of the proposed arrangement.

Keywords: monolayer and multilayer printed antenna, network log-periodic, linear polarization, ADS / Momentum.

ملخص:

ويتمثل الهدف الرئيسي لعملنا هو دراسة وتصميم ومحاكاة البرمجيات في إعلانات / الزخم، والتعاقد هوائيات المطبوعة أحادي الطبقة مربعة الشكل ومتعدد الطبقات واسع bandeà الاستقطاب الخطي لتطبيقات الفضاء ال C-band يتم تنفيذ الحكم من العناصر المشعة (بقع) بواسطة خط directet بواسطة اقتران الكهرومغناطيسي من خلال فتحة للتواصل أحرز سجل-دورية لزيادة عرض النطاق الترددي. النتائج التي حصل عليها من حيث التكيف والاستقطاب تأكيد فائدة من الترتيب المقترح.

كلمات البحث: أحادي الطبقة ومتعدد الطبقات الهوائي المطبوعة، وشبكة، سجل الدوري، والاستقطاب الخطي، ADS / الزخم.

Résumé :

L'objectif principal de notre travail est l'étude et la conception, par simulation sous le logiciel ADS/Momentum, des antennes compactes imprimées en forme carré monocouches et multicouches large bande à polarisation linéaire destinés aux applications spatiales fonctionnant en bande C. L'alimentation des éléments rayonnants (patches) est effectuée par ligne directe et par couplage électromagnétique à travers une fente. Une association en réseau log-périodiques a été faite en vue d'augmenter la bande passante. Les résultats obtenus en termes d'adaptation et polarisation confirment l'intérêt de l'arrangement proposé.

Mots clés : Antenne imprimée monocouche et multicouche, réseau log-périodique, polarisation linéaire, ADS/Momentum.

Summary:

The main objective of our work is the study and design, simulation software in ADS / Momentum, compact printed antennas shaped square monolayer and multilayer bandeà wide linear polarization for space applications C-band The power of radiating elements (patches) is performed by line directet by electromagnetic coupling through a slot. For networking log-periodic has been made to increase the bandwidth. The results obtained in terms of adaptation and polarization confirm the usefulness of the proposed arrangement.

Keywords: monolayer and multilayer printed antenna, network log-periodic, linear polarization, ADS / Momentum.

ملخص:

ويتمثل الهدف الرئيسي لعملنا هو دراسة وتصميم ومحاكاة البرمجيات في إعلانات / الزخم، والتعاقد هوائيات المطبوعة أحادي الطبقة مربعة الشكل ومتعدد الطبقات واسع bandeà الاستقطاب الخطي لتطبيقات الفضاء ال C-band يتم تنفيذ الحكم من العناصر المشعة (بقع) بواسطة خط directet بواسطة اقتران الكهرومغناطيسي من خلال فتحة للتواصل أحرز سجل-دورية لزيادة عرض النطاق الترددي. النتائج التي حصل عليها من حيث التكيف والاستقطاب تأكيد فائدة من الترتيب المقترح.

كلمات البحث: أحادي الطبقة ومتعدد الطبقات الهوائي المطبوعة، وشبكة، سجل الدوري، والاستقطاب الخطي، ADS / الزخم.