

Université du Québec

INSTITUT NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

INRS (INRS-Énergie, Matériaux et Télécommunications)

**CONCEPTION D'UNE ANTENNE PATCH ULTRA-LARGE
BANDE (3.1 GHz-10.6 GHz)**

Par

ADIL KAMIL

Mémoire présenté

pour l'obtention

du grade du Maître ès sciences (M.Sc)

Jury d'évaluation

Examineur externe Dr. Michel Clénet

Examineur interne Dr. Mourad Nedil

Directeur de recherche Dr. Tayeb Denidni

RÉSUMÉ

Depuis plusieurs années, les domaines de télécommunications et de nouvelles technologies connaissent un véritable essor. On assiste aujourd'hui à un engouement sans précédent du grand public pour les applications de communication multimédia (données, voix, photos, vidéos) et la demande est de plus en plus forte pour un transfert à haut débit entre des équipements communicants mobiles et à encombrement réduit. De plus, que le mode d'utilisation soit nomade ou sédentaire, les technologies radio sans fils (Bluetooth, WiFi, GPRS, UMTS, WiMax) connaissent un grand succès.

Pour répondre à ces besoins croissants de communication sans fils à haut débit, les futures générations d'équipements vont faire appel à des antennes de plus en plus performantes. Celles-ci devront fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences ou sur une large bande. Mais elles devront aussi, pour des raisons pratiques et esthétiques, être intégrées aux systèmes radio, ce qui requiert la mise au point de structures compactes, discrètes et n'ayant pas de problèmes de compatibilité électromagnétique avec les circuits électroniques environnants. Pour répondre à ces différents objectifs, nous avons axé notre recherche sur les antennes ultra large bande. Dans le cadre de ce mémoire, nous avons effectué la conception et la réalisation d'une antenne planaire opérant dans la bande : 3.1-10.6 GHz. Les résultats de simulation et de mesures confirment le concept proposé.

Étudiant

Directeur de recherche

Remerciement

Cette recherche s'est réalisée grâce au soutien et à l'encouragement de plusieurs personnes qui ont contribué chacune à leur façon à l'atteinte de l'objectif que constitue le dépôt de ce mémoire. Je tiens à leur adresser un très grand merci.

Je tiens à remercier très sincèrement mon directeur de recherche le Professeur Tayeb Denidni, pour la confiance qu'il m'a accordée et les connaissances qu'il m'a transmises en encadrant ces deux années de recherche. Son encadrement, ses conseils et son expérience m'ont permis d'acquérir les connaissances indispensables au développement et à l'aboutissement de ce travail.

Je remercie également le professeur Nedil Mourad pour son support. Il m'a souvent encouragé et supporté lors de la réalisation de ce travail, et m'a généreusement fait profiter de son expérience et de ces connaissances. Je lui en suis très reconnaissant

Je tiens également ma profonde reconnaissance pour laboratoire de recherche Télébec Mobilité en communications souterraines (LRCS) pour le support financier à travers une bourse d'études.

Mes plus sincères remerciements vont également à tous les autres professeur(e)s, étudiant(e)s et le personnel associés au laboratoire de recherche (LRCS) pour leur aide, leur gentillesse et pour m'avoir permis d'avoir une expérience très agréable et enrichissante tout au long de ce travail.

Également, je présente mes remerciements et ma gratitude à mes parents pour leur soutien moral et financier à la poursuite de mes études. Vous m'avez toujours encouragé à poursuivre mes rêves et à me dépasser. Ce mémoire vous est dédié.

Finalement, à toutes les autres personnes qui ont gravité autour de moi pendant ces deux dernières années, qui m'ont supporté et encouragé, je vous dis un gros merci. J'espère que ce mémoire saura combler vos attentes.

Liste des figures

Figure 2.1	Transition à partir d'une sphère 3D au dipôle fil mince.....	4
Figure 2.2	Antenne biconique	5
Figure 2.3	L'antenne discone.....	6
Figure 2.4	Rayonnement d'une antenne	8
Figure 2.5	Circuit équivalent de l'antenne	13
Figure 2.6	Exemple de polarisation	15
Figure 2.7	Dipôle de Hertz.....	17
Figure 2.8	Antenne imprimée	24
Figure 3.1	Première étape de conception: choix de l'environnement et du type d'antenne	32
Figure 3.2	Chargement des matériaux composants la structure	32
Figure 3.3	Liste des paramètres et brique de déclaration de composant	33
Figure 3.4	Dessin d'une structure à simuler	34
Figure 3.5	Application du port d'excitation (en rouge)	34
Figure 3.6	Design de l'antenne patch	36
Figure 3.7	Effet du rayon R de patch.....	37
Figure 3.8	Effet du rayon r de patch	38
Figure 3.9	Effet du plan de masse R-ground	39
Figure 3.10	Effet du plan de masse, la longueur L	39
Figure 3.11	Le coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence	40
Figure 3.12	le gain de l'antenne dans la direction normale	41
Figure 3.13	le gain réalisé	42
Figure 3.14	Diagramme de rayonnement dans le plan E et H à la fréquence 3.5 GHz	44
Figure 3.15	Diagramme de rayonnement dans le plan E et H à la fréquence 5 GHz	45
Figure 3.16	Diagramme de rayonnement dans le plan E et H à la fréquence 7 GHz	46
Figure 3.17	Diagramme de rayonnement dans le plan E et H à la fréquence 9 GHz	47
Figure 4.1	Le prototype réalisé	50
Figure 4.2	L'analyseur de réseau	51
Figure 4.3	le kit de calibration	51
Figure 4.4	Coefficient de réflexion de l'antenne (mesuré et simulé)	52
Figure 4.5	Diagramme de rayonnement dans le plan H (mesuré et simulé)	54
Figure 4.6	Diagramme de rayonnement dans le plan E (mesuré et simulé)	56

Liste des tableaux

Tableau 1 DIMENSIONS OPTIMALES DE L'ANTENNE (Dimensions en mm) 40

Table des matières

Résumé.....	i
Remerciement.....	ii
Liste des figures.....	iii
Liste des tableaux.....	IV

Chapitre 1

Introduction	1
1. Introduction	1
2. Objectif du projet de recherche	2
3. Structure du mémoire.....	2

Chapitre 2

Théorie et état de l'art des antennes ULB	3
1. Introduction	3
2. Bref historique.....	3
3. Caractéristiques des antennes	8
3.1. Définition de l'antenne	8
3.2. Paramètres importants de l'antenne	9
3.2.1. Bande passante fréquentielle.....	9
3.2.2. Diagramme de rayonnement	10
3.3. Autres paramètres.....	14
4. Dipôle infinitésimal (dipôle de hertz).....	17
4.1. Champ rayonné.....	18
4.2. Directivité.....	19
5. Les antennes ULB.....	20
6. Exigences pour les antennes ULB.....	21
7. Classification des antennes ULB.....	23

8. Les antennes imprimées.....	23
8.1. Avantages et désavantages des antennes micro-ruban.....	25
8.2. Application des antennes micro-ruban.....	25
9. Techniques d'élargissement de bande	26
10. Conclusion.....	27
Chapitre 3	
Conception et simulation d'une antenne ultra large bande	
1. Introduction.....	29
2. Objectif	30
3. Outil de simulations : Microwave Studio.....	30
4. Les étapes de simulations	31
5. La conception de l'antenne patch.....	35
5.1 La ligne coplanaire	35
5.2 Antenne étudiée	35
6. Résultats obtenus avec le logiciel CST Microwave Studio.....	37
6.1 Étude paramétrique (effet des paramètres géométriques).....	37
6.2 Performance de l'antenne optimisée.....	40
7. Conclusion	48
Chapitre 4	
Résultats et mesures	
1. Introduction.....	49
2. Réalisation	49
3. Mesures et résultats.....	50
4. Conclusion	57
Chapitre 5	
Conclusion.....	58
Annexe.....	60
Bibliographie.....	64

Chapitre 1

Introduction

1. Introduction

La technique de l'*Ultra Large Bande*, utilisée dans le domaine des communications radio est très populaire de nos jours et les circuits électroniques relatifs à ces applications ont été réalisés grâce à de nombreuses recherches sur le sujet. Récemment, les règles d'utilisations du spectre de fréquence dans la bande passante établies par la FCC (*Commission Fédéral des communications*) se situent entre 3.1 et 10.6 GHz, ce qui rend cette technologie particulièrement intéressante : Possédant une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande conventionnels, cette technologie nouvelle a le mérite de mieux performer en environnement bruyant.

La nécessité d'avoir une antenne planaire de petit format et moins dispendieuse, suite à l'arrivée d'une part, des systèmes sans fil dans les produits de consommations, mais aussi, à la disponibilité des antennes réseaux pourvues de nombreux éléments rayonnants. De nombreux types d'antennes imprimées se sont développés progressivement. On peut mentionner, entre autres, les antennes du type plaque, les antennes à ouverture et celles de type dipôle. Un bref survol des technologies disponibles sera présenté dans le chapitre 2.

Dans le domaine des antennes, les antennes micro-ruban se sont distinguées comme activité innovatrice importante durant les vingt dernières années. Ayant longtemps été utilisées uniquement pour les applications militaires, on note, après les années 1990, un intérêt soudain des technologies micro-ruban pour les applications commerciales. Cette ouverture vers les applications commerciales a eu pour effet l'apparition d'un grand nombre de produits destinés aux technologies sans fil sur le marché.

Les antennes micro-ruban ont des propriétés qui présentent un certain intérêt pour plusieurs applications commerciales. Établies sur la technologie des circuits imprimés,

elles sont très peu coûteuses à produire. La production en série s'avère aisée et leur profil plat leur permet d'être montées dans le même boîtier que le circuit RF. En effet, il est possible qu'elles soient intégrées sur la plaque contenant le circuit radiofréquence ou micro-onde.

2. Objectif du projet de recherche

Ce travail se situe dans le cadre d'un projet plus ample, soit une antenne patch, pour les communications ultra large bande. La structure choisie est une antenne patch à une seule couche métallique dont la forme rayonnante représente un anneau alimenté par une ligne coplanaire (CPW) que nous présenterons plus tard dans le chapitre 3.

Le principal but de ce travail est de donner une solution technique de conception et d'une réalisation d'une antenne qui fonctionne dans la bande [3.1-10.6 GHz], et a un coefficient de réflexion plus bas que -10 dB sur la totalité de la bande d'opération.

3. Structure du mémoire

La suite du présent mémoire traite quatre principaux chapitres dont les contenus sont les suivants. Après une brève introduction (Chapitre 1), le second chapitre propose un état de l'art de quelques structures d'antennes ULB existantes, en particulier les antennes imprimées ainsi que leurs caractéristiques. La dernière partie de ce premier chapitre est consacrée à la présentation de la technologie ULB. La conception d'une nouvelle structure d'antenne ULB pouvant être utilisée dans la bande [3.1-10.6 GHz] sera abordée au chapitre 3. Afin d'optimiser les performances de notre antenne dans la bande [3.1-10.6 GHz], les simulations sont effectuées (étude paramétrique et diagramme de rayonnement) à l'aide du logiciel *CST Microwave Studio*. Le quatrième chapitre présente l'analyse des résultats expérimentaux mesurés avec un analyseur de réseau et à l'intérieur d'une chambre anéchoïque. Enfin, le dernier chapitre conclut en résumant les principaux résultats de ce travail de recherche et en proposant les futurs travaux potentiels.

Chapitre 2

Théorie et état de l'art des antennes ULB

1. Introduction

Concevoir des antennes adéquates aux systèmes de communication sans fil à bande ultra large (ULB) est notre but majeur. Mais au préalable, on devrait la simuler ne serait-ce que théoriquement la notion d'antenne ULB. C'est pourquoi, nous décrirons tout d'abord les paramètres à prendre en compte lors de la conception d'une antenne. Parallèlement, il conviendra de relever les éléments de base requis pour une antenne ULB appropriée. En même temps, les principales exigences pour une antenne ULB appropriée sont examinées. Enfin, quelques méthodes permettant d'avoir une antenne à bande passante large sont décrites, de même que quelques configurations classiques d'antennes ULB.

2. Bref historique

L'IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) [1, p. 5] définit la bande passante d'une antenne comme étant « la gamme de fréquences dans laquelle les performances de l'antenne, à l'égard de certaines caractéristiques, est conforme à une norme spécifique ». La bande passante est définie pour l'impédance et le diagramme de rayonnement séparément. Tandis que l'impédance est définie par rapport au coefficient d'onde stationnaire (*ROS*) inférieur à 2. Cependant, le diagramme de rayonnement trouve difficilement sa définition à base d'un critère spécifique. On retient de façon usuelle la gamme de fréquences dans laquelle les motifs sont acceptables pour une application spécifique.

Depuis le début des années 1940, les chercheurs examinent les structures d'antennes à large bande. Dès 1941, Stratton et Chu [2] ont conçu l'antenne sphéroïdale, leur étude d'antenne sphéroïdale a été obtenue par une solution simple de l'équation de Maxwell. Seulement, il n'est pas possible d'appliquer l'analyse des antennes sphéroïdales aux antennes de forme arbitraire. La même année, ces deux chercheurs présentèrent des

solutions à la fois pour des antennes sphériques et pour des antennes sphéroïdales allongées. La Figure 2.1 en fait une illustration.

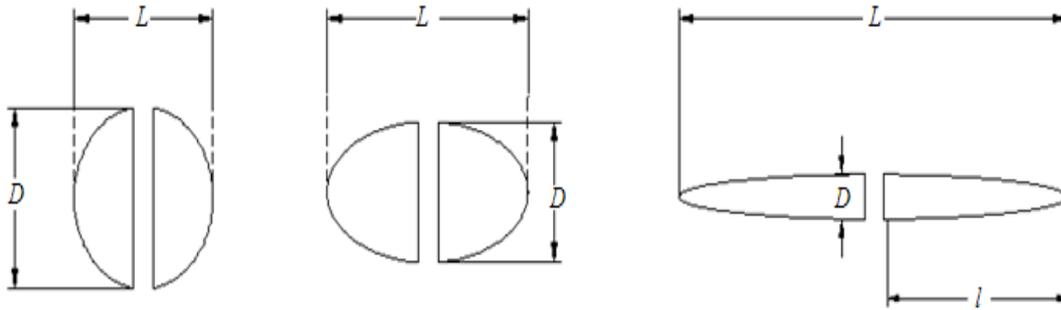


Figure 2.1 Transition à partir d'une sphère 3D au dipôle fil mince.

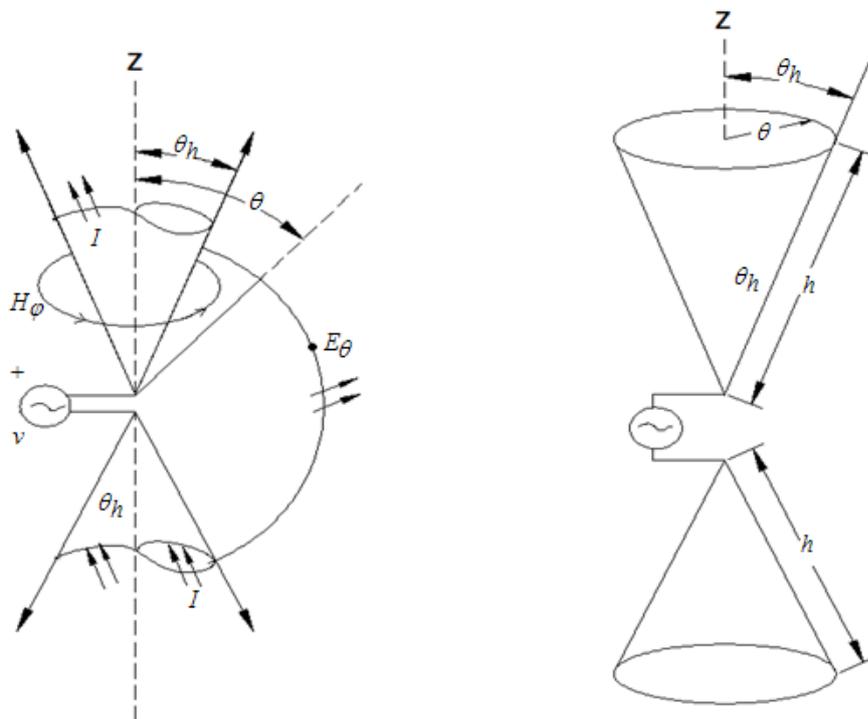
Cette figure présente la progression depuis une sphère vers un dipôle filaire sphéroïdale mince, avec une symétrie axiale et une tension d'excitation appliquée à travers un gap étroit au centre.

Stratton et Chu ont noté que les caractéristiques de l'antenne sphérique sont assez semblables dans la nature, même s'ils sont différents dans la magnitude à partir des résultats de la sphère. Ils ont constaté que l'immense excentricité (grands rapport longueur / diamètre) génère des résonances pointues à la différence de la résonance large de la sphère. De même, ils ont mentionné que la zéro réactance advient dès lors que la longueur de l'antenne est inférieure à une demi-longueur d'onde pour les longs fils minces (environ $0,49 \lambda$ ou 98% de la longueur de l'antenne). Toutefois, pour les plus gros fils la zéro réactance peut se produire lorsque la longueur de l'antenne est supérieure à une demi-longueur d'onde. Pour un conducteur sphérique, il n'y a pas d'endroit dans lequel la réactance d'entrée est égale à zéro; il y a toujours un composant capacitif.

Naturellement, plus une antenne est grande, plus l'on a une large courbe d'impédance couvrant une importante bande passante.

Deux années plus tard (en 1943), Schelkunoff [3] a proposé une antenne biconique que l'on peut aisément décrire à l'aide des équations de Maxwell. Ce concept d'antenne biconique repose sur un simple fait : le dipôle construit avec un fil épais

produit une bande passante plus large que celui construit avec un fil fin. Les résultats d'analyse de Shelkunoff ont également été transposés à des antennes de forme générale, et des formules analytiques pour l'impédance caractéristique pour plusieurs formes d'antennes ont été présentées. Jusqu'à nos jours, on utilise encore beaucoup l'antenne biconique pour des applications des antennes large bande et ses dérivations, y compris l'antenne discône et papillon (*bowtie*). Décrite sur la Figure 2.2, l'antenne biconique conçue par Shelkunoff [3] nous donne un intérêt nouveau pour les antennes avec large bande passante. En effet, la notion d'antenne biconique repose sur un principe simple; les structures d'antennes filaires épaisses conduisent à des bandes passantes plus larges par rapport à un dipôle filaire mince. En transposant ce principe, on peut arriver à augmenter la bande passante à condition que les conducteurs soient évasés et forment la structure biconique sur la Figure 2.2. Évasée à l'infini, cette antenne biconique peut être tout simplement analysée comme une ligne de transmission. Sur cette même figure, l'antenne biconique infinie se comporte de la même manière qu'un guide d'onde sphérique. Empiriquement, il n'existe que le mode TEM dans l'antenne biconique infinie.



(a) l'antenne biconique infinie

(b) l'antenne biconique finie

Figure 2.2 Antenne biconique

En faisant le rapport de la tension aux bornes du courant, il est possible de déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne biconique infinie. Aux extrémités, les largeurs des bandes passantes à base d'antennes biconiques sont comprises entre 120% et 140%. Quant au diagramme de rayonnement, il est typiquement dipolaire, omnidirectionnel à l'intérieur du plan perpendiculaire à l'axe des cônes et nul selon cet axe. Enfin, la polarisation reste linéaire et le gain varie entre 0 et 4 dB.

La Figure 2.3, présente une autre variante de l'antenne biconique finie. Elle a été développée par Kandoian [4] en 1945. Au lieu de placer des cônes, on emploie un plan de masse sous forme de disque, généralement circulaire. C'est de là que vient l'appellation discône, car la structure totale de l'antenne comprend en général un disque et un cône. Les applications existantes pour l'antenne discône sont multiples.

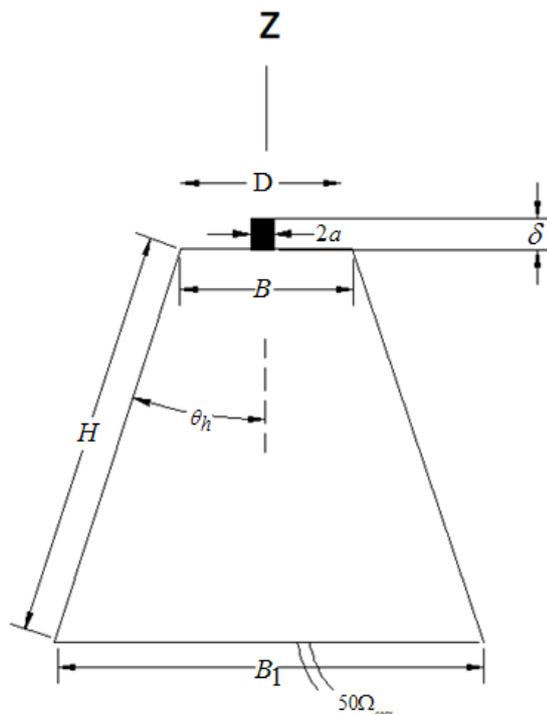


Figure 2.3 L'antenne discône

Le laboratoire américain de recherche radio de l'université de harvad « *U.S. Radio Research laboratory at Harvard University* » [5], en 1947, innove en développant un autre concept d'antenne à large bande passante. Ce dernier concept évolue depuis une ligne de transmission qui s'écarte au fur et à mesure. Par la suite, d'autres variantes de

ce concept ont été proposées, à l'instar de l'antenne teardrop, l'antenne manche, l'antenne trapézoïdale et bien d'autres.

En 1950, l'antenne spirale a été introduite au sein de la classe des antennes indépendantes de la fréquence. Parmi les plus réputés de la famille des antennes en spirale, on a principalement la spirale équi-angle et l'antenne spirale d'Archimède. La largeur de la bande de ces antennes est à peu près 10 :1, et elles génèrent une polarisation circulaire en géométrie de bas profil (*low profile geometry*)[6].

En 1982, R.H Duhamel a inventé l'antenne sinueuse, qui fournit une double polarisation linéaire et une plus grande largeur de bande avec une géométrie compacte et de bas-profil [7]. Bien que l'antenne sinueuse soit plus complexe que l'antenne spirale, elle procure deux polarisations linéaires orthogonales. Ainsi, on peut l'utiliser pour la diversité de polarisation ou bien pour l'opération d'émission/réception.

Plusieurs antennes (disque monopole) ont été inventées depuis 1992 [8], [9]. Ces antennes (disque monopole) génèrent une très large bande passante tout simplement sur des structures simples à l'instar de formes circulaires, elliptiques ou trapézoïdales. Les éléments rayonnants sont montés orthogonalement à un plan de masse et sont alimentés par un câble coaxial. Les antennes disques monopoles sont des antennes prometteuses pour les applications ultra large bande (ULB).

En 1999, le groupe VTAG (Virginia Tech Antenna Group) a proposé l'antenne *Four-Square*. Cette antenne a des caractéristiques exclusives comme le modèle unidirectionnel, la double polarisation et la géométrie compacte de profil bas [10], [11]. Néanmoins, l'une de ses faiblesses reste qu'elle n'offre pas autant de bande passante que les autres antennes citées précédemment. Parmi les caractéristiques recherchées pour l'antenne multi-éléments large balayage, on relève la géométrie de l'antenne compacte Four square.

Nous venons d'exposer ci-haut une liste d'antennes ULB créées depuis quelques décennies. La plupart d'entre elles faisant uniquement partie de l'histoire des antennes ULB, certaines antennes tout de même ont été largement célébrées, et sont encore d'usage à l'heure actuelle.

3. Caractéristiques des antennes

3.1. Définition de l'antenne

L'une des définitions les plus justes d'une antenne est donnée dans la norme IEEE des définitions des termes pour les antennes. D'après cette norme, une antenne est un *moyen de rayonnement ou de réception des ondes radio* [12]. Plus concrètement, c'est un dispositif qui reçoit des signaux d'une ligne de transmission, les convertit en ondes électromagnétiques et les diffuse dans l'espace libre lorsque l'antenne est en mode d'émission. En mode de réception, elle capte tout simplement les ondes électromagnétiques incidentes et les reconvertit en signaux. La Figure 2.4 en fait une illustration très simple.

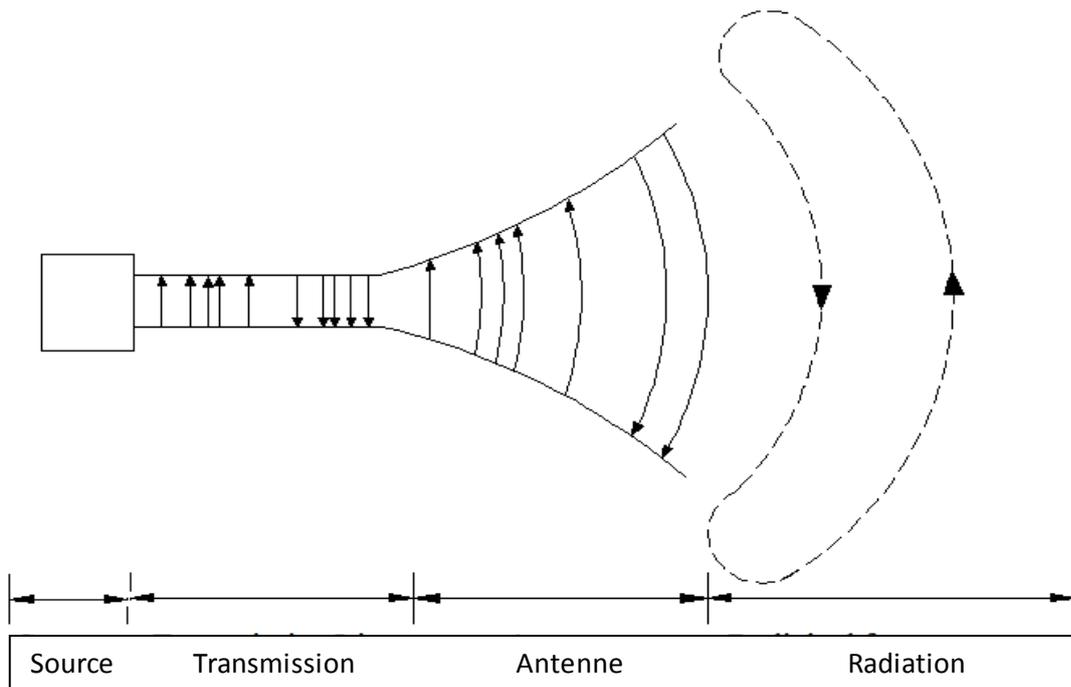


Figure 2.4 Rayonnement d'une antenne

L'antenne peut être utilisée (en particulier dans un système de communication) pour diriger l'énergie du rayonnement dans une direction, et de la réduire ou l'annuler dans d'autres directions selon les fréquences. Ceci dit, l'antenne n'est plus seulement un

outil de transmission, mais également un dispositif de transition. En conséquence la forme d'une antenne est commandée par un besoin particulier. C'est pourquoi, les antennes prennent tantôt les formes d'ouverture, de patch, de réflecteurs, de lentilles, d'ensemble d'éléments, etc. Une bonne conception de l'antenne peut assouplir les exigences du système et améliorer la performance globale du système.

3.2. Paramètres importants de l'antenne

Avant d'en arriver à la performance des antennes, il pourrait être intéressant de définir au préalable les différents paramètres d'une antenne. Parmi ces paramètres, les plus courants sont notamment la bande passante fréquentielle, le diagramme de rayonnement, la directivité, le gain et l'impédance d'entrée.

3.2.1. Bande passante fréquentielle

La bande passante fréquentielle (*Frequency bandwidth BW*) désigne, en respectant certaines caractéristiques, la gamme de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne est conforme à une norme précise. La bande passante elle-même représentant la gamme de fréquence (de part et d'autre de la fréquence centrale) où les caractéristiques de l'antenne approchent celles de la fréquence centrale. Communément dans les communications sans fil, l'antenne doit absolument fournir un coefficient de réflexion plus bas que -10 dB sur sa bande passante de fréquences.

Il existe deux manières d'exprimer la bande passante fréquentielle : la bande passante absolue ABW et la bande passante fractionnelle (FBW). Taylor fut le premier à définir l'ULB (Ultra Large Bande). D'après lui, il s'agit des systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative B_{frac} (*fractionnal bandwidth*) est supérieure ou égale à 0,25. La largeur de bande relative B_{frac} se définit comme suit :

$$f_C = \frac{f_L + f_H}{2} \quad (1)$$

$$B_{frac} = \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} = \frac{BW}{f_C} \quad (2)$$

où

f_c : fréquence centrale;

f_H : fréquence supérieure de la bande de fréquences ;

f_L : fréquence inférieure de la bande de fréquences.

Suivant cette définition de Taylor, un signal ULB doit donc occuper une largeur de bande $BW=f_H-f_L$ supérieure ou égale à 25% par rapport à sa fréquence centrale.

3.2.2. Diagramme de rayonnement

Par définition, il s'agit de la représentation des propriétés de rayonnement suivant les coordonnées spatiales. Habituellement, c'est dans la région de champ lointain où la distribution de la puissance rayonnée est indépendante de la source qui détermine le diagramme de rayonnement. Le modèle présente normalement les valeurs de champ normalisé (puissance) en respectant les valeurs maximales.

La propriété de rayonnement la plus préoccupante est la distribution spatiale à deux ou à trois dimensions (2D ou 3D) de l'énergie rayonnée en fonction de la position de l'observateur le long d'un chemin ou d'une surface de rayon constant. Dans la pratique, le modèle à trois dimensions est parfois nécessaire et peut être construit en une série de modèles à deux dimensions. Pour la plupart des applications pratiques, quelques graphiques du diagramme en fonction de φ pour certaines valeurs particulières de la fréquence, ainsi que quelques graphiques en fonction de la fréquence pour certaines valeurs particulières de θ fourniront la plupart des informations utiles nécessaires, où φ et θ sont les deux axes dans un système en coordonnées sphériques.

Le rendement des antennes à polarisation linéaire est habituellement décrit en termes des deux plans E et H. Le plan E est défini comme étant le plan contenant le vecteur champ électrique et la direction du rayonnement maximal tandis que le plan H est défini comme étant le plan contenant le vecteur champ magnétique et la direction du rayonnement maximal [12].

Il existe trois modèles de rayonnement couramment utilisés pour décrire la propriété du rayonnement d'une antenne:

(a) *Isotrope* – Une antenne hypothétique sans perte ayant un rayonnement égal dans toutes les directions. Il est valable uniquement pour une antenne idéale et est souvent pris comme référence pour exprimer les propriétés directives des antennes pratiques.

(b) *Directionnel* – Une antenne qui possède la propriété de rayonnement ou réception des ondes électromagnétiques d'une manière plus efficace dans certaines directions que dans d'autres. Cela est généralement applicable à une antenne où sa directivité maximale est significativement supérieure à celle d'un dipôle demi-onde.

(c) *Omnidirectionnel* – Une antenne ayant un modèle non-directionnel essentiellement dans un plan donné et un modèle directionnel dans n'importe quel plan orthogonal.

3.2.3. Directivité et gain

La directivité d'une antenne désigne la façon de concentrer son rayonnement dans certaines directions de l'espace. Afin de définir les propriétés directionnelles du diagramme de rayonnement de l'antenne, l'on fait appel à la notion de directivité D . Il s'agit en réalité du rapport entre l'intensité du rayonnement (U) dans une direction donnée de l'antenne et celle d'une source isotrope U_0 . Afin de calculer l'intensité du rayonnement U_0 d'une source isotrope, l'on divise la puissance rayonnée totale P_{rad} par 4π . La formule de la directivité est donc :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3)$$

Si elle n'est pas spécifiée, la directivité de l'antenne sous-entend sa valeur maximale, c'est-à-dire D_0 .

$$D = \frac{U|_{\max}}{U_0} = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (4)$$

Le gain d'une antenne G dépend de sa directivité, mais également de l'efficacité de rayonnement e_{rad} et de ses propriétés directionnelles. La formule du gain est de la suivante :

$$G = e_{rad} D \quad (5)$$

Le gain mesure de façon quantitative la performance d'une antenne. Pour une antenne isotrope, le gain est considéré comme une référence unité (0dB). Le gain dans une direction donnée se calcule en faisant le rapport entre l'intensité de rayonnement et celle de l'antenne isotrope.

$$G = 4\pi \left(\frac{\text{Intensité_de_Rayonnement}}{\text{Puissance_Totale_En_Entrée}} \right) = 4\pi \left(\frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \right) \quad (6)$$

Nous définissons aussi le gain relatif qui est défini par le rapport du gain de puissance dans une direction donnée et de celui d'une antenne de référence dans sa direction référencée.

On suppose que la puissance en entrée est égale dans tous les cas. L'antenne de référence peut être dipôle, cornet, ou toute autre antenne de référence, et son gain est calculable et parfois inscrit dès sa fabrication à l'usine. L'on obtient comme formule du gain :

$$G = 4\pi \left(\frac{U(\theta, \varphi)}{\text{Source_Isotropique_sans_perte}} \right) \quad (7)$$

Pour obtenir le gain de puissance, on utilise comme direction celle du maximum de rayonnement. Le gain peut s'écrire comme suit, avec η étant l'efficacité de rayonnement, $P_{in} = \eta P_{rad}$, P_{rad} la puissance rayonnée totale :

$$G = 4\pi\eta \left(\frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \right) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (8)$$

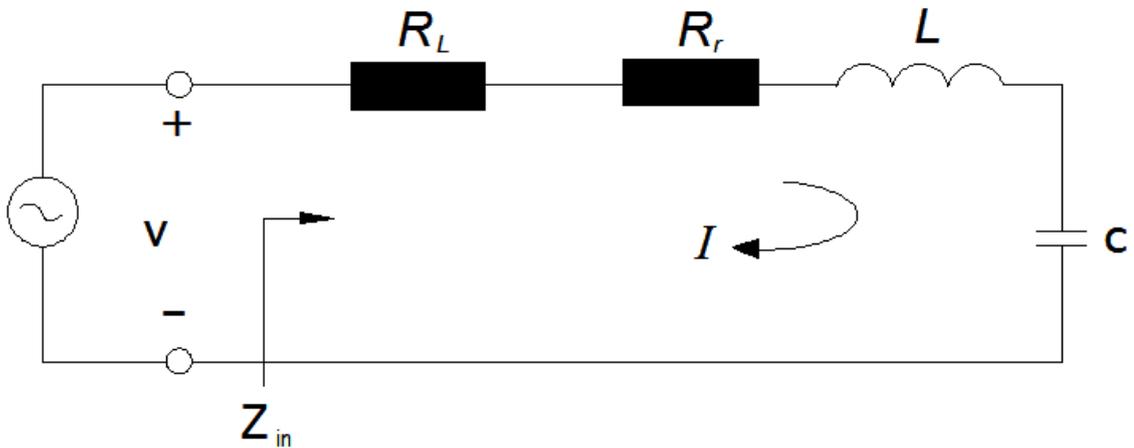


Figure 2.5 Circuit équivalent de l'antenne

La Figure 2.5 montre le circuit équivalent de l'antenne, où R_r, R_L, L et C représentent respectivement la résistance de rayonnement, la résistance de perte, l'inductance et la capacité. L'efficacité de rayonnement e_{rad} est définie comme le rapport entre la puissance fournie à la résistance de rayonnement R_r sur la puissance fournie à R_r et R_L . Ainsi, l'efficacité du rayonnement e_{rad} peut être écrite comme :

$$e_{rad} = \frac{\frac{1}{2}|I|^2 R_r}{\frac{1}{2}|I|^2 R_r + \frac{1}{2}|I|^2 R_L} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (9)$$

De même, le gain maximal G_0 est lié avec la directivité maximale D_0 par:

$$G_0 = e_{rad} D_0 \quad (10)$$

3.3. Autres paramètres

➤ Puissance rayonnée

La puissance rayonnée se définit comme la puissance qui passe à travers une sphère qui a un rayon infini. Cette puissance rayonnée doit intégrer le vecteur de Poynting sur une surface sphérique, qui se définit comme suit :

$$\vec{P} = \frac{1}{2} R_e (\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (11)$$

La puissance rayonnée à travers une sphère de rayon infini est donnée par:

$$W = \lim_{r \rightarrow \infty} \oint \hat{n} \langle p \rangle ds \quad (12)$$

Avec \hat{n} est un vecteur normal à tout point de la surface de la sphère.

L'intensité de rayonnement a pour expression:

$$K(\theta, \varphi) = \frac{dW}{d\Omega} \quad \text{Avec } d\Omega, \text{ unité d'angle solide.}$$

La puissance totale rayonnée est définie par :

$$W = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} K(\theta, \varphi) d\Omega \quad (13)$$

➤ Directivité

La directivité désigne la façon dont une antenne concentre son rayonnement dans des directions de l'espace. Elle s'obtient en faisant le rapport de l'intensité de rayonnement dans une certaine direction $\Delta(\theta, \varphi)$ sur la valeur moyenne de la même intensité de rayonnement pour l'ensemble des directions de l'espace.

$$D = \frac{K(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} \iint K(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (14)$$

➤ Polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est indiquée par la direction du champ électrique \vec{E} . Lorsque la direction du champ électrique reste constante dans le temps, on parle de polarisation rectiligne. Sinon, l'on pourra représenter plusieurs positions successives de \vec{E} , et l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse. Dans ce cas, le champ rayonné sera donc à polarisation circulaire ou elliptique (voir la Figure 2.6).

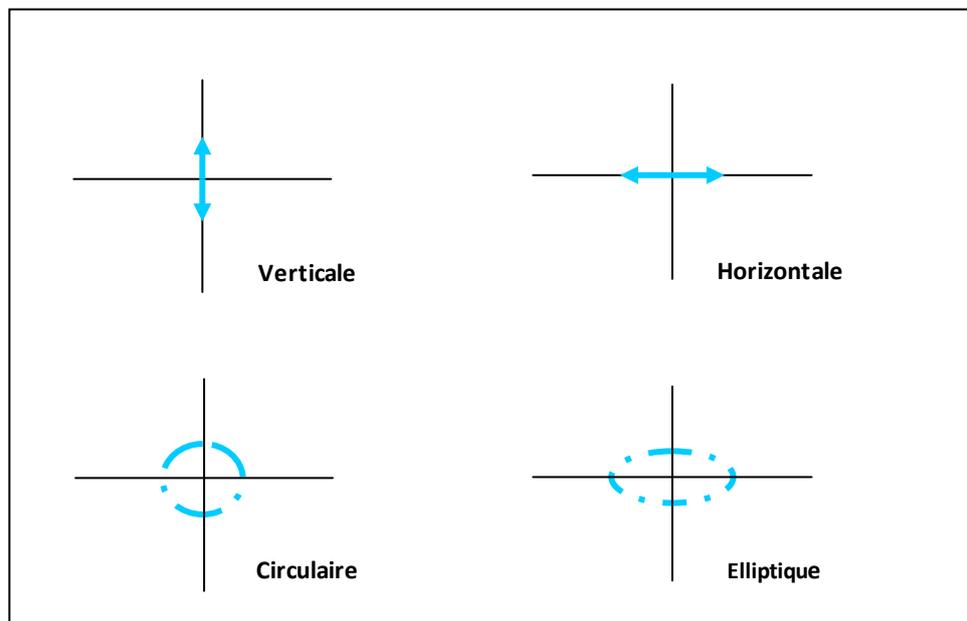


Figure 2.6 Exemple de polarisation

➤ Impédance d'entrée

Considérons une antenne dont on peut définir les deux bornes d'entrée A et B. Soient V_e la tension entre les bornes A et B et I_e le courant d'alimentation de l'antenne. L'impédance d'entrée de l'antenne est donnée par :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} \quad (15)$$

➤ Bande d'utilisation

La définition de la bande d'utilisation fait intervenir des notions très diverses. Elle peut être limitée par :

- le rapport d'onde stationnaire *ROS* maximal admissible (désadaptation de l'antenne par rapport aux systèmes d'émission et / ou de réception), par exemple $ROS < 2$;
- la variation du gain de l'antenne;
- la déformation du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence.

En ce qui concerne les antennes qui ont des éléments rayonnants résonnants qu'elles soient des dipôles demi-onde ou des antennes microbande avec des faibles bandes d'utilisation. La largeur de bande est donc :

$$B(\%) = 100 * \frac{F_s - F_i}{F_c} \quad (16)$$

où F_c est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue, F_s et F_i sont les fréquences limites supérieures et inférieures (pour un *ROS* donné).

➤ Rendement

Le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation. Elle est exprimée par :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (17)$$

R_r : Résistance liée à son rayonnement.

R_p : Résistance liée aux pertes de l'antenne.

4. Dipôle infinitésimal (dipôle de hertz)

Le dipôle de Hertz est un dipôle dont la longueur dl est beaucoup plus petite que la longueur d'onde de l'onde excitée (λ), c'est-à-dire : $dl \ll \lambda$ ($dl < \frac{\lambda}{50}$). En outre, il est très mince, et son rayon a est beaucoup plus petit que la longueur d'onde λ .

Comme le montre la Figure 2.7, le fil linéaire infinitésimal est positionné de façon symétrique à l'origine du système de coordonnées et orienté selon l'axe z .

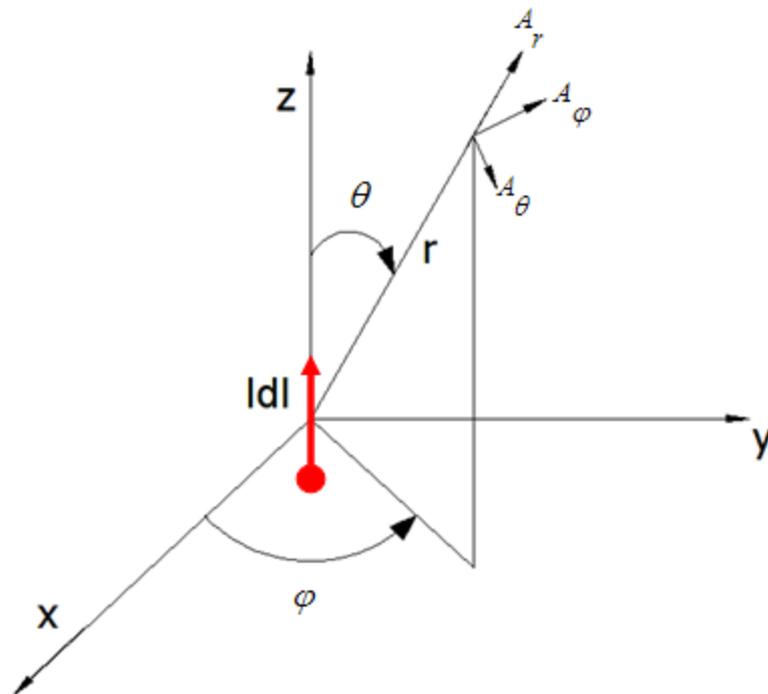


Figure 2.7 Dipôle de Hertz

Le dipôle infinitésimal est équivalent à un élément de courant $I_0 dl$. Comme il est très court, le courant est supposé constant.

Bien que les dipôles infinitésimaux ne soient pas très pratiques, ils sont utilisés comme éléments de base dans des géométries plus complexes.

4.1. Champ rayonné

Pour obtenir le champ rayonné par l'élément courant, il est tout d'abord nécessaire de déterminer le vecteur potentiel magnétique \vec{A} .

Pour le dipôle Hertzien, l'expression de \vec{A} selon [13] est :

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi r} e^{-jkr} \vec{z} \quad (18)$$

En coordonnées sphériques, l'équation (18) est transformée en:

$$\begin{aligned} A_r &= A_z \cos\theta = \frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi r} e^{-jkr} \cos\theta \\ A_\theta &= A_z \sin\theta = \frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi r} e^{-jkr} \sin\theta \\ A_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (19)$$

Selon l'équation de Maxwell et la relation entre \vec{A} et \vec{H} :

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \\ \vec{H} &= \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \end{aligned} \quad (20)$$

Alors, on détermine le champ E et H comme suit :

$$\begin{aligned} H_r &= H_\theta = 0 \\ H_\phi &= j \frac{k_0 I_0 dl \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \\ E_\theta &= \eta \frac{I_0 dl \cos\theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jrk} \right] e^{-jkr} \\ E &= j\eta \frac{k I_0 dl \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \\ E_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (21)$$

Dans la région champ lointain où $k_r \gg 1$, les champs E et H peuvent être simplifiés et approchés par:

$$\begin{aligned}
 E_\theta &\approx j\eta \frac{kI_0 dl \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \\
 H_\varphi &\approx E_\theta = H_r = H_\theta = 0 \\
 H_\varphi &= j \frac{kI_0 dl \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \\
 Z_w &= \frac{E_\theta}{H_\varphi} \approx \eta
 \end{aligned} \tag{22}$$

D'où le rapport de E_θ sur H_φ :

$$Z_w = \frac{E_\theta}{H_\varphi} \approx \eta \tag{23}$$

où Z_w est l'impédance de l'onde; η est l'impédance intrinsèque du milieu ($120\pi \approx 377$ Ohms pour l'espace libre).

Dans la région champ lointain, les composantes du champ E et H sont perpendiculaires entre elles, transversales à la direction radiale de la propagation et les variations en r sont indépendantes de celles en θ et φ . La forme du modèle n'est pas une fonction de la distance radiale r , et les champs forment une onde électromagnétique transversale (TEM) dont l'impédance d'onde est égale à l'impédance intrinsèque du milieu.

4.2. Directivité

La densité de puissance moyenne W_{av} peut être obtenue par l'équation suivante (24):

$$W_{av} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} [\vec{E} \times \vec{H}^*] = \frac{1}{2\eta} |E_\theta|^2 \vec{r} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{kI_0 dl}{4\pi} \right| \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \vec{r} \tag{24}$$

L'intensité du rayonnement U est donnée par :

$$U = r^2 W_{av} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{k I_0 dl}{4\pi} \right| \sin^2 \theta = \frac{r^2}{2\eta} |E_\theta(r, \theta, \varphi)| \quad (25)$$

La valeur maximale se produit à $\theta = \pi / 2$ et elle est égale à :

$$U_{\max} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{k I_0 dl}{4\pi} \right|^2 \quad (26)$$

Donc la directivité D_0 du dipôle hertzien se réduit à [13]:

$$D_0 = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} = 1.5 \quad (27)$$

5. Les antennes ULB

La caractéristique première qui sert à distinguer une antenne ULB des antennes usuelles est, tout naturellement, la largeur de la bande passante. D'après l'approche de la FCC, la largeur de la bande passante représente une bande relative instantanée au dessus de 0,2. Trois classes d'antenne ULB fondées sur les applications ont déjà fait surface depuis l'apparition de l'antenne ULB. En premier, la classe « DC to daylight » regroupe les antennes conçues pour obtenir le plus de bande passante possible. Il y a des applications typiques comportant à la fois des GPR (Ground Penetrating Radar), la CEM (compatibilité du Champ électromagnétique ou mesure du champ), les armes électromagnétiques, les radars en mode impulsionnel (impulse radars) ainsi que les systèmes de communication discrets. Le but visé par ces antennes est de couvrir le spectre le plus large possible.

Puis nous avons la classe « multi narrowband » qui, à la différence de la classe « DC to daylight » utilise exclusivement des sous bandes étroites à un moment donné.

Ensuite nous avons la classe des antennes conçues pour les systèmes ULB 3.1-10.6 GHz avec autorisation de la FCC. En termes de largeur de bande passante, il y a beaucoup moins d'exigence pour une antenne ULB de cette classe que pour les antennes « DC-to-Daylight ». Entre ces antennes et les autres antennes ULB de classe traditionnelle, la distinction est nette :

Primo, ces antennes privilégient le respect d'un certain masque spectral plutôt que la recherche effrénée d'un maximum de bande passante. Ainsi, une bande passante trop large détériore la réponse du système, et s'avère donc contreproductive.

Secundo, à l'opposé des antennes « multi narrowband » ces antennes consomment la quasi-totalité de la bande passante à un instant donné. Dès lors, il faut que l'antenne ULB qui est de cette classe soit ultraperformante dans sa bande passante d'utilisation. Cette performance est évaluée à travers le diagramme de rayonnement, le gain, l'adaptation et la dispersion qui doit être très proche de 0.

6. Exigences pour les antennes ULB

À l'instar des systèmes de communication classiques sans fil, l'antenne a une place capitale dans les systèmes ULB. Toutefois, les challenges sont plus nombreux et plus importants lorsqu'on fabrique une antenne ULB que lorsqu'on crée une antenne à bande étroite [14].

La première distinction entre l'antenne ULB et les autres antennes c'est la très large bande passante fréquentielle. Pour le FCC, l'antenne ULB adéquate doit fournir une bande passante absolue minimale de 500 MHz, ou une bande passante fractionnelle minimale de 0,2.

La seconde distinction tient au fait que la performance de l'antenne ULB doit être en stricte conformité avec la bande opérationnelle entière. En situation idéale, les diagrammes de rayonnement, le gain et l'adaptation d'impédance doivent être stables sur la bande entière. Dans certains cas, on exige que l'antenne ULB ait une

caractéristique coupe-bande afin de tenir avec d'autres dispositifs à bande étroite et des services occupant la même bande de fonctionnement. [15,16].

La troisième distinction est que les propriétés du rayonnement omnidirectionnel ou directionnel sont indispensables dépendamment de l'application pratique. C'est dans les systèmes portatifs et mobiles qu'il est préférable d'avoir des modèles omnidirectionnels. Dans les systèmes radar et d'autres systèmes directionnels là où on escompte un gain important, l'on préfère les caractéristiques de rayonnement directif.

La quatrième distinction fait référence à la taille de l'antenne. Pour être appropriée à l'unité ULB en particulier dans les appareils mobiles et portables, il faut que l'antenne ait une taille assez réduite. Elle doit également avoir un profil bas et être compatible à l'intégration dans un circuit imprimé (*PCB, Printed circuit board*).

La cinquième distinction tient au fait que l'antenne ULB doit être bien conçue pour que le système global soit performant. À titre d'illustration, on souhaite que le dispositif entier corresponde au masque de puissance d'émission impératif recommandé par la FCC ou d'autres organismes régulateurs.

Enfin, la dernière distinction veut que l'antenne ULB soit incontournable pour obtenir de bonnes caractéristiques dans le domaine temporel. Quant aux bandes étroites, l'antenne a sensiblement les mêmes performances sur l'étendue de la bande passante et les paramètres de base, à l'instar du gain et du *Path-Loss*. Par contre, les systèmes ULB utilisent parfois des impulsions brèves afin de communiquer des données, de telle sorte qu'une énorme bande passante soit occupée pendant la transmission. L'antenne ne peut plus être traitée comme un filtre « spot », mais comme « filtre passe-bande ». L'antenne impose ainsi des répercussions plus fortes sur le signal d'entrée.

7. Classification des antennes ULB

Les antennes ULB peuvent être réparties en quatre classes différentes, selon leurs formes et leurs spécificités :

➤ Les antennes indépendantes de la fréquence

En théorie, les antennes indépendantes de la fréquence sont composées d'éléments susceptibles de se déduire les uns des autres par homothétie. Elles ont la particularité de présenter un diagramme de rayonnement, une impédance d'entrée ainsi qu'une polarisation virtuellement inchangée sur une bande de fréquences quasiment infinie.

En guise d'exemple pour cette classe d'antennes, on peut noter deux grands groupes. En occurrence, les antennes équi-angulaires (antenne spirale logarithmique, antenne spirale conique) et les antennes log-périodiques.

➤ Les antennes élémentaires

En général, les structures d'antennes élémentaires sont considérées comme une évolution des monopôles ou de dipôle simples. Dans cette catégorie, on peut mentionner; l'antenne biconique, l'antenne *discone*, ainsi que les monopôles plans sur plan de masse.

➤ Les antennes à transition progressive

Les antennes à transition progressives s'appuient sur l'idée selon laquelle, une antenne peut être considérée comme étant une zone de transition entre un guide d'onde ou tout autre système d'alimentation et l'espace libre. Les antennes Vivaldi, qui présentent un profil de transition elliptique ou exponentielle font partie de cette catégorie.

➤ Les antennes cornets

Avec des caractéristiques intrinsèques large bande, les antennes cornets sont très peu dispersives. Cependant, elles sont encombrantes et leur coût de production est élevé. Les antennes cornets de Brillouin font partie de ce groupe d'antennes.

8. Les antennes imprimées

Depuis les années 1990, les antennes micro-ruban (microstrip) ont connu des innovations et une évolution exemplaires en matière d'antenne. Avant cette période, la technologie micro-ruban était réservée à des applications militaires. Mais depuis quelques temps, il ya de plus en plus des applications vouées au commerce, et de nombreux produits issus de la technologie sans fil ont surgit sur le marché.

Il y a des spécificités propres aux antennes micro-ruban qui font qu'elles soient parfaites pour des multiples applications commerciales. D'abord, elles peuvent être produites à moindre coût, car elles reposent sur la technologie des circuits imprimés. En effet, puisqu'elles ont une forme plate, elles peuvent être installées dans le même boîtier que le produit qu'elles alimentent. On peut également les insérer sur la plaque portant le circuit radiofréquence ou micro-onde.

L'antenne à éléments rayonnant au départ contient un fin conducteur métallique (environ 17,5 à 35 μm d'épaisseur) de forme aléatoire (l'élément rayonnant), que l'on pose sur un substrat diélectrique dont la face inférieure contient un plan de masse tout métallisé.

Dans le domaine des micro-ondes et des ondes millimétriques, les antennes imprimées emploient habituellement une seule couche de substrat et sont très populaires. Dans une forme géométrique quelconque (Figure 2.8), elles sont installées sur un substrat diélectrique et un plan de masse. On a plusieurs formes de ces éléments rayonnants : carrée, rectangulaire, circulaire, elliptique ou plus complexe. Nous notons que leur dimension est de l'ordre de $\lambda/2$ à λ .

Afin de satisfaire les exigences particulières des antennes, on peut construire des formes plus pointues.

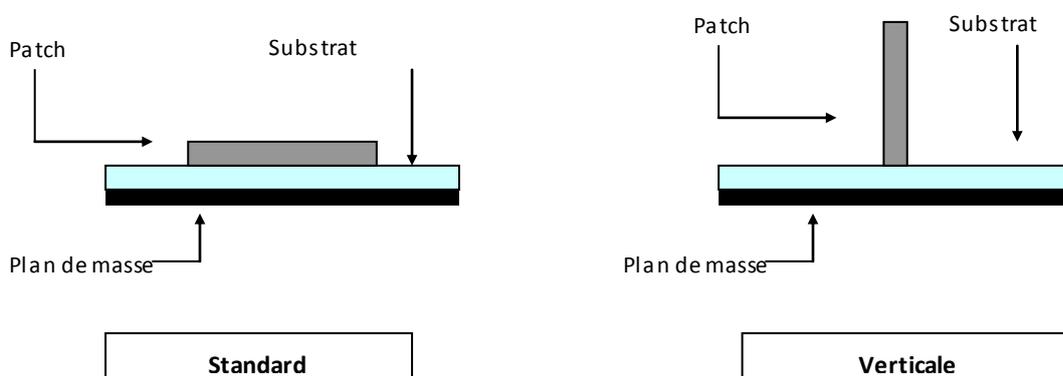


Figure 2.8 Antenne imprimée

Parce qu'elles répondent de façon fiable aux exigences des systèmes, les antennes imprimées sont abondamment sollicitées à l'heure actuelle. À cause de leurs forme et dimensions, elles sont facilement intégrables sur les mobiles (avion, voiture, missile, téléphone portable, etc.). Leur technologie prend sa source de celle des circuits imprimés, ce qui fait qu'elles ont des atouts devant les antennes classiques (cornet et dipôle filaire).

8.1. Avantages et désavantages des antennes micro-ruban

En premier, on peut citer leur forme plate. Dès lors, avec un substrat flexible, il est possible de conformer de plusieurs façons. Les antennes microstrip étant très légères, elles ne nécessitent pas qu'on fabrique de composantes métalliques compliquées. La gravure se réalise au moyen standard de photolithographie. Ce processus très précis garantit que les composantes soient uniformes lors de leur usinage, et il est aisé de produire en grande quantité. De plus, il est possible de placer plusieurs éléments radiants sur une même plaque que le réseau d'alimentation ou que les autres circuits imprimés tels que les déphaseurs ou les commutateurs.

Cependant le principal désavantage des antennes micro-ruban est l'étroitesse de leur bande. Q , le facteur qualité est compris entre 50 et 75, étant entendu que la largeur de la bande dépend de Q et de la limite de désadaptation supportable. Une définition de la largeur de la bande est le domaine de fréquence où le taux d'ondes stationnaires (TOS) est inférieur ou égal à une valeur donnée d'avance. La qualité croît inversement en fonction de l'épaisseur ou de la longueur d'onde de l'antenne. C'est-à-dire que les antennes petites ont un facteur de qualité grand, et donc une bande étroite (1 à 5%).

8.2. Application des antennes micro-ruban

Au tout début, l'antenne micro-ruban a été appliquée en télémétrie et de communication pour les missiles. On utilise des petits réseaux dans les radars d'altitude faible. On utilise des techniques spéciales d'alimentation afin de minimiser les pertes, au regard des conditions d'efficacité prescrites pour ces antennes. Aussi, on souligne la présence des antennes plaques dans les liens entre les satellites ou les bateaux, ainsi que dans les systèmes GPS (Global Positioning System).

9. Techniques d'élargissement de bande

Un certain nombre de techniques se sont succédées dans le but d'élargir la bande passante des antennes micro-ruban, qui jusqu'ici est jugée assez étroite. L'une d'entre elles est la création d'une forme d'antenne avec deux fréquences de résonance, choisies de telle sorte qu'elles soient suffisamment proches l'une de l'autre et que leurs bandes passantes s'additionnent. Puisque le courant ne suit pas un chemin rectiligne, la polarisation sera considérablement forte.

Les techniques d'alimentation (feeding) en large bande peuvent également être efficaces, à condition qu'elles présentent une large bande d'adaptation en impédance. Pour y arriver, il est intéressant de recourir aux alimentations par couplage : il s'agit d'une ligne de transmission alimentant un patch par une ouverture dans un plan de masse (parfois en forme de H). L'antenne comprend deux couches, pour le patch et pour la ligne de transmission. Le plan de masse est donc au milieu de ces deux couches. Cette structure bénéficie d'une bande large de 25%.

On peut faire un couplage par une ligne coaxiale. Une sonde alimente la plaque circulaire ou en forme de L. Cette plaque est séparée de l'élément rayonnant, ce qui permet d'obtenir une bande de largeur allant jusqu'à 39%. Toutefois, le diagramme de rayonnement affiche une symétrie si la plaque est en forme de L.

On peut également ajouter une charge résistive entre le patch rayonnant et le plan de masse, afin d'obtenir une antenne large bande de dimensions réduites. Ici, la résistance sert à faire le court-circuit et permet une bonne réduction des dimensions de l'antenne. Cette utilisation de la résistance rend l'antenne mieux adaptée en impédance sur une bande de fréquences encore plus large. Comme désavantage de cette technique, l'on retient que l'efficacité de l'antenne est réduite du fait de la présence de pertes par effet joule dans la charge résistive. Avec la charge capacitive ajoutée, l'éventail de fréquence centrale peut être plus large. Cette technique peut être combinée avec d'autres techniques de réduction citées plus haut, afin d'obtenir des antennes compactes à bande plus large.

On peut également élargir la bande passante en ajoutant des fentes dans une structure. Si ces fentes sont latérales et près des bords rayonnants, on élargit la bande passante des antennes patch conventionnelles.

Depuis 1992, date de la 1^{ère} utilisation du monopole circulaire, plusieurs études ont conduit à l'utilisation du monopole carré sous sa forme planaire pour des applications ultra large bande.

Afin de d'élargir la bande passante du monopole ou de garder stable son diagramme de rayonnement, on a essayé plusieurs différentes techniques. D'abord, on a tenté d'utiliser un court-circuit [17], puis de décaler l'alimentation [18], puis d'utiliser des encoches [19] & [20], puis enfin la technique de l'évasement symétrique [21]. Le même effet physique (ajout des modes supplémentaires à la structure) est à la base de toutes ces techniques.

On distingue au moins deux méthodes servant à stabiliser le diagramme de rayonnement du monopole carré: la première consiste à ajouter un deuxième élément rayonnant, similaire au précédent et orthogonal à l'élément rayonnant principal [22]. La deuxième est d'utiliser trois monopoles rectangulaires pliés [23], espacés de 120°.

10. Conclusion

Ce chapitre a permis de faire un survol des antennes à large bande. Depuis l'avènement de l'antenne sphérique développée en 1941, plusieurs antennes large bande ont vu le jour sous diverses formes. Les formes à double polarisation linéaire ont été conçues sur la base des formes de polarisation simple avec une géométrie de profil bas.

Pour décrire la performance d'une antenne, les définitions des différents paramètres sont nécessaires. Dans la pratique, il existe plusieurs paramètres d'antenne couramment utilisés, y compris la bande de fréquences, le diagramme de rayonnement, la directivité, le gain, l'impédance d'entrée et ainsi de suite. Tel que discuté dans la section précédente, la bande passante de fonctionnement est l'un des paramètres les plus significatifs d'une antenne.

Les antennes et les systèmes à large bande ont une particularité commune; leur importance dans les systèmes ULB. Néanmoins, les antennes présentent des exigences strictes. Si bien que, de nombreux efforts ont été déployés pour élargir la bande passante de l'antenne. En ce qui concerne les antennes à résonance, l'amélioration de la bande passante peut être obtenue en réduisant le facteur de qualité de l'antenne, mais la bande passante peut ne pas être très large en raison de la limitation Chu-Harrington. Les performances multi-bandes ont été éprouvées en utilisant la superposition de multiples résonances. Par contre, il s'avère encore difficile d'obtenir des performances *ULB* avec des propriétés de rayonnement constant en utilisant plusieurs éléments rayonnants.

Chapitre 3

Conception et simulation d'une antenne ultra large bande

1. Introduction

Au nombre des multiples variétés d'antennes actuellement étudiées aux fins d'applications UWB, on retrouve l'antenne patch circulaire. Ses caractéristiques premières sont la simplicité de sa structure, la facilité de sa fabrication, sa bande passante large et son diagramme de rayonnement appréciable.

Si on veut optimiser les paramètres de la structure, il s'avère incontournable de bien s'arrêter sur la phase de conception de l'antenne, et d'employer un logiciel adéquat. De plus, la conception aide à la prise en compte de l'imperfection des paramètres diélectriques et conducteurs des matériaux sélectionnés, dans le but d'être plus proche des antennes futures réalisées.

Dès lors, s'impose le choix d'un outil de simulation électromagnétique adéquat. Parmi les nombreux outils de simulation existants, nous en avons pu tester deux, à savoir HFSS de la compagnie Ansoft et Microwave Studio de CST. HFSS a comme méthode de calcul la méthode des éléments finis et Microwave Studio utilise une méthode de calcul par intégrales finies. Pour les antennes imprimées à forme simple, le simulateur Microwave Studio est retenu pour sa combinaison idéale à la fois de précision des calculs et de rapidité de résolution.

Ce chapitre sera consacré à l'étude d'une antenne anneau, la configuration de cette antenne a également évolué à partir d'une antenne imprimée circulaire. Les paramètres importants qui affectent les performances de l'antenne seront étudiés afin d'avoir une bonne conception de ce type d'antenne.

Il sera question dans un premier temps de partir de la phase de conception en abordant la présentation du logiciel de simulation électromagnétique et ses différentes étapes, pour aboutir aux résultats de simulation de notre antenne, en passant par la phase de pré-calculs.

2. Objectif

Parce que l'antenne est un élément capital pour une communication radio, et parce qu'elle récupère l'énergie et les données d'un signal qui se meut dans l'air, sa qualité et ses performances déterminent le bon déroulement de la communication sans fil.

Il y a quelques temps, plusieurs compagnies minières ont fait des investissements pour développer les systèmes de communications modernes intégrant des moyens de renforcer la sécurité des ouvriers. Ces systèmes s'appliquent à la localisation radio, le contrôle automatique des machines, la télésurveillance, la transmission vidéo à très haute vitesse, les téléphones cellulaires avec possibilité d'interconnexion directe permanente entre l'ouvrier et le centre d'exploitation. C'est à cet instant que la technologie ULB a montré d'énormes opportunités pour de nombreuses applications de communications sans fil.

L'objectif de ce travail est de concevoir et de réaliser une antenne planaire ULB, très facile à fabriquer et de faible coût de réalisation, pour les communications souterraines en milieu minier. Un gain non négligeable et une faible distorsion sont indispensables.

3. Outil de simulations : Microwave Studio

Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology), le logiciel que nous employons, fait usage de la méthode des intégrales finies (FIT, Finite Integration Technique) développée par Weiland [24] en 1977. La méthode FIT est de faire une discrétisation spatiale des équations de Maxwell sous leur forme intégrale. La FIT procède par la description des équations de Maxwell sur un espace de grille, en préservant les propriétés de conservation de l'énergie, et en constituant des équations différentielles particulières telles que celle de Poisson ou l'équation d'onde. Il s'agit d'une approche très sophistiquée, et on peut l'utiliser à la fois dans le domaine du temps et dans le domaine de fréquence. Les interfaces graphiques des logiciels CST Microwave Studio et Ansoft HFSS sont similaires, et peuvent en réalité être utilisés de la même façon. Dans l'un comme dans l'autre, l'utilisateur est amené à représenter la

structure de l'antenne, indiquer les caractéristiques des matériaux, définir les ports, valider et simuler le modèle dans le logiciel. Plus que les autres méthodes que l'on utilise couramment, l'effort numérique de CST croît plus faiblement que l'ampleur du problème, ce qui lui donne son plus grand avantage.

Cet avantage est plus éloquent au fur et à mesure que les circuits s'agrandissent et que les fréquences augmentent. En outre, vu que le calculateur du domaine de temps du logiciel agit rapidement sur une immense bande de fréquence correspondant à une faible impulsion d'entrée dans le domaine temporel, le CST se trouve plus approprié pour simuler sur des gammes de fréquence élevées. À contrario, dans HFSS, lorsque la gamme de fréquence est large cela demande plus de simulations sur une même gamme de fréquence. Dans CST, les cellules de maillage ont toutes des formes cubiques, et l'outil de résolution temporelle utilise les différentielles Δt à la place des dérivées partielles $\frac{\partial}{\partial t}$. L'une des raisons de notre choix de ce logiciel est le gain de temps de calcul obtenu lors de la simulation d'antenne large bande, à travers l'usage d'un outil de résolution.

4. Les étapes de simulations

L'étape 1 est la sélection de l'environnement dans lequel la structure sera créée. (Voir Figure 3-1). Concrètement, il est question de sélectionner les unités, le matériau de l'environnement voisin, les conditions aux limites, ainsi que la plage de fréquence dans laquelle on analyse le problème. Pour le cas des antennes planaires imprimées, il faut que les conditions aux limites soient sélectionnées de telle sorte que toutes les faces accèdent à l'espace libre, excepté celle où sera défini le plan de masse, la face opposée au patch.

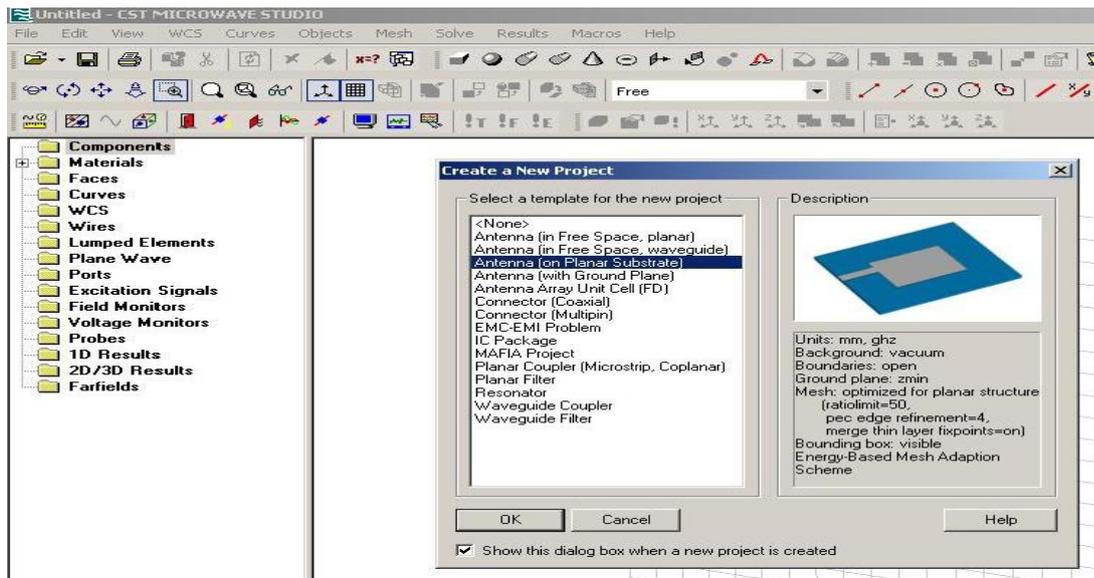


Figure 3.1 Première étape de conception: choix de l'environnement et du type d'antenne

Sur la figure ci-dessus, on aperçoit l'interface du logiciel au moment de la création d'un nouveau projet. Il y a des modèles disponibles, à l'exemple de l'antenne planaire dans notre cas ; c'est dire que le choix des unités et des conditions aux limites a été préalablement effectués.

La deuxième étape c'est l'introduction des matériaux ou encore leurs caractéristiques diélectriques et conductrices dans le projet, en les sélectionnant à partir d'une librairie (Figure 3-2).

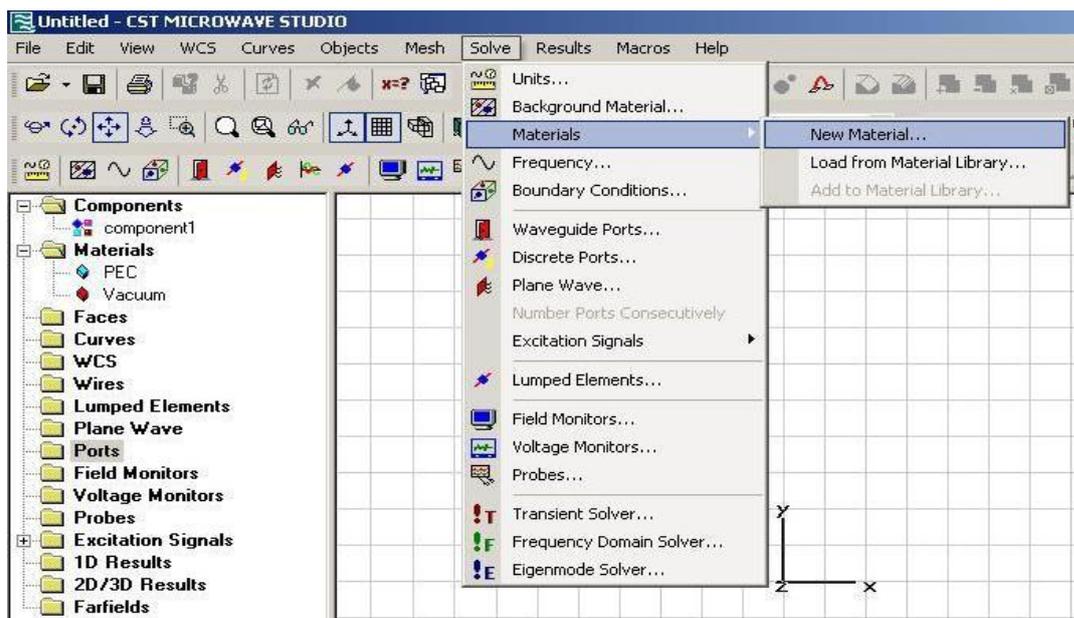


Figure 3.2 Chargement des matériaux composants la structure

Il faut ouvrir l'onglet « materials » dans le menu « solve » lié à la résolution des problèmes électromagnétiques. On peut donc soit ajouter un nouveau matériau « new material », soit télécharger un matériau à partir de la librairie « load from library ».

A la troisième étape, on touche du doigt le côté simplifié et convivial du logiciel, car à ce moment tout est purement géométrique (Figure 3-3).

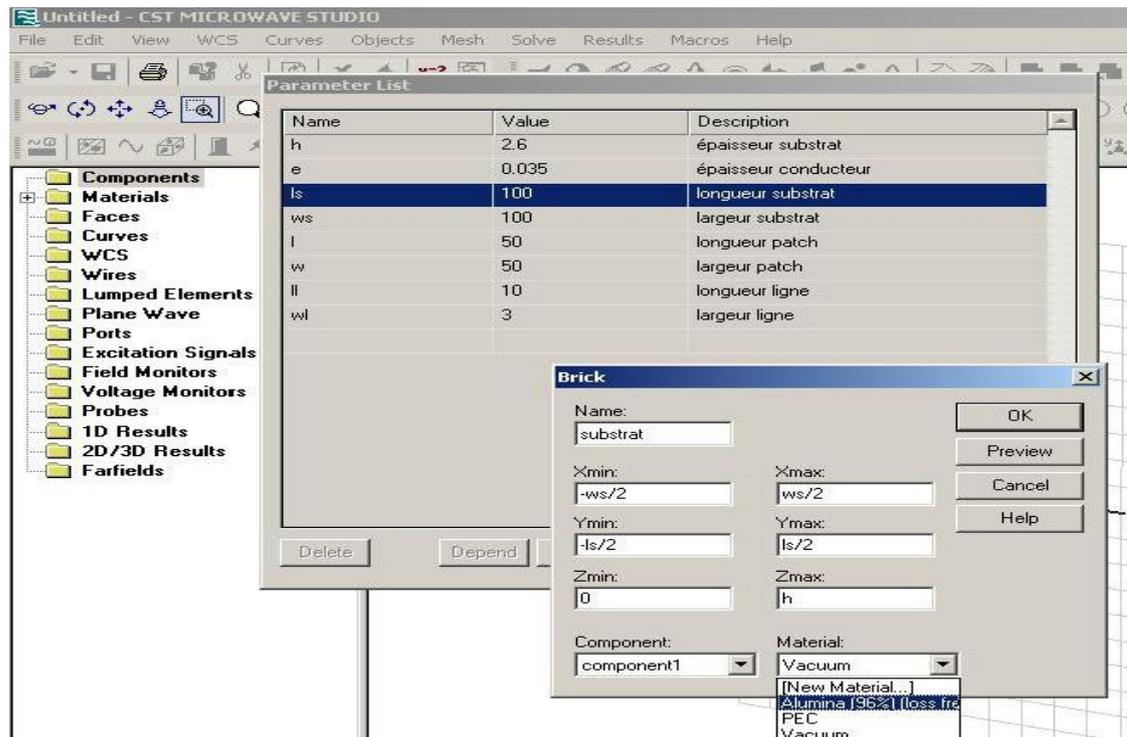


Figure 3.3 Liste des paramètres et brique de déclaration de composant

Pour sélectionner le composant, on n'a pas besoin d'entrer une valeur, mais simplement le nom du paramètre, ce qui rend aisés les ajustements géométriques.

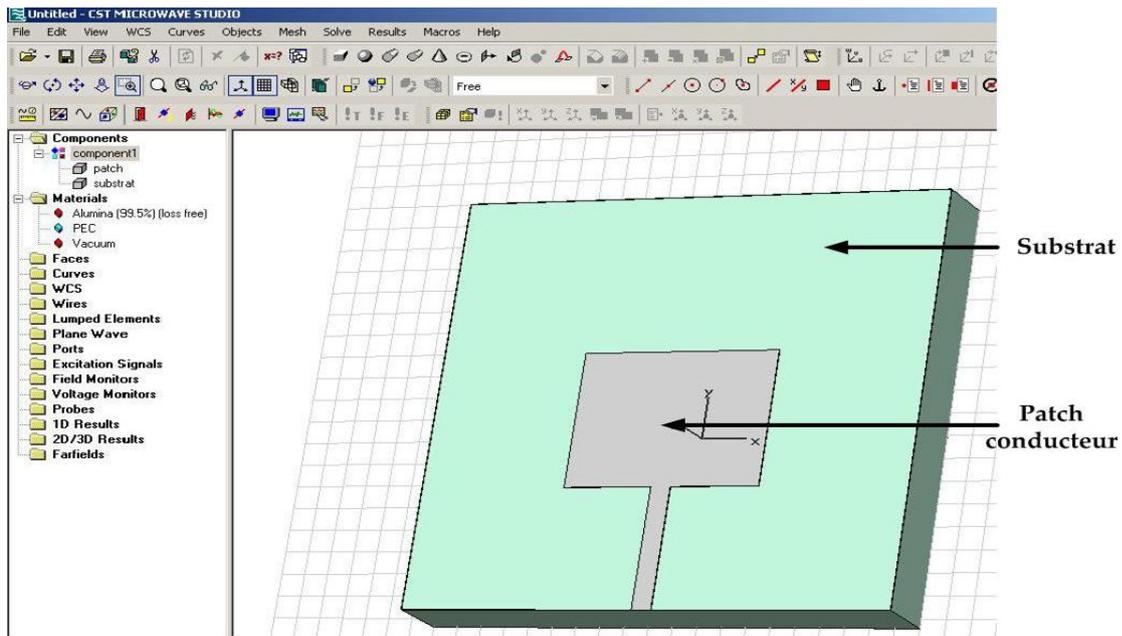


Figure 3.4 Dessin d'une structure à simuler

Enfin, la dernière étape, c'est l'excitation de la structure avec un port avant la phase de calculs et de résolution du problème électromagnétique. On peut opter soit pour un port guide d'onde, soit pour un port discret. De coutume, le port guide d'onde sert à exciter les structures telles que le guide d'onde rectangulaire ou à simuler un connecteur (relie a un câble coaxial), et se localise aux frontières du domaine de calculs (Figure 3-5).

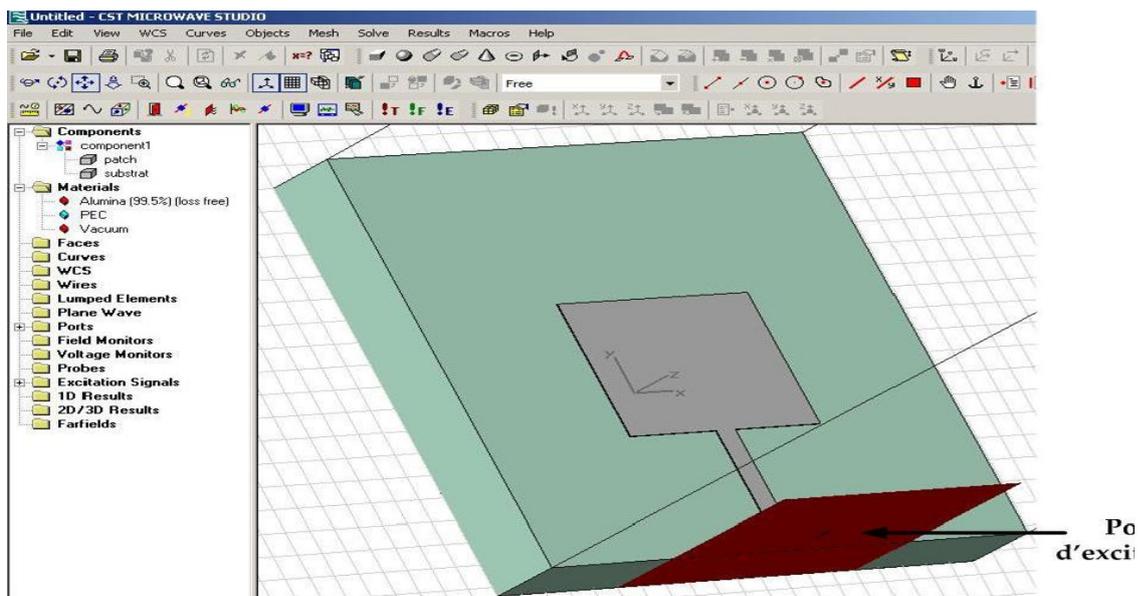


Figure 3.5 Application du port d'excitation (en rouge)

5. La conception de l'antenne patch

Entre la ligne micro-ruban (micro-strip) et le guide d'onde coplanaire (CPW), les deux technologies principales, la distinction fondamentale est que le plan de masse est localisé en face arrière en technologie micro-ruban et en face avant en technologie CPW. Dans ce qui suit, nous n'insisterons que sur un anneau alimenté par la technologie CPW.

5.1 La ligne coplanaire

La nécessité de produire des antennes large bande vient surtout de la prolifération des communications sans fil. Vu leurs avantages (facilité de fabrication, faible poids, profil bas et donc aérodynamiques pour les antennes montées sur une voiture par exemple), les antennes micro-ruban sont les plus sollicitées. Toutefois, elles ont une largeur de bande très courte et une efficacité relativement faible [25-26]. Des multiples techniques ont été mises à contribution afin d'élargir la bande des antennes micro-ruban. Que ce soit l'empilement de couches diélectriques [27] ou l'ajout d'éléments parasites [28], toutes ces techniques font croître la taille de l'antenne, ainsi que son coût. Dès lors la ligne coplanaire, (introduite par Wen [29] en 1967 pour des applications dans les radars et dans les systèmes de communication) plus avantageuse [30], s'est positionnée comme solution de rechange vis-à-vis de la ligne micro-ruban et la ligne coaxiale. Elle a beaucoup d'avantage :

- Son plan de masse offre la possibilité d'installer aisément les composants actifs et localisés;
- Il est plus facile de faire des mises à la masse de composant actif à la surface, sans passer par des vias, ce qui supprime les parasites provenant des vias à des fréquences élevées;
- Il y'a un plan de masse entre les lignes adjacentes et la connexion des éléments actifs, ce qui a pour conséquence la minimisation des effets de couplage;
- Les lignes coplanaires n'ont pas besoin d'être minces pour obtenir des impédances élevées, ce qui permet d'éviter d'avoir des circuits fragiles;

- Pour une impédance quelconque, on a plusieurs degrés de liberté;
- Entre la ligne CPW et les autres lignes de transmission, la transition est simple et aisée.

5.2 Antenne étudié

La structure choisie est une antenne patch à une couche métallique simple dont la forme rayonnante représente un anneau dont les caractéristiques sont telles que mentionné dans la Figure 3-6 :

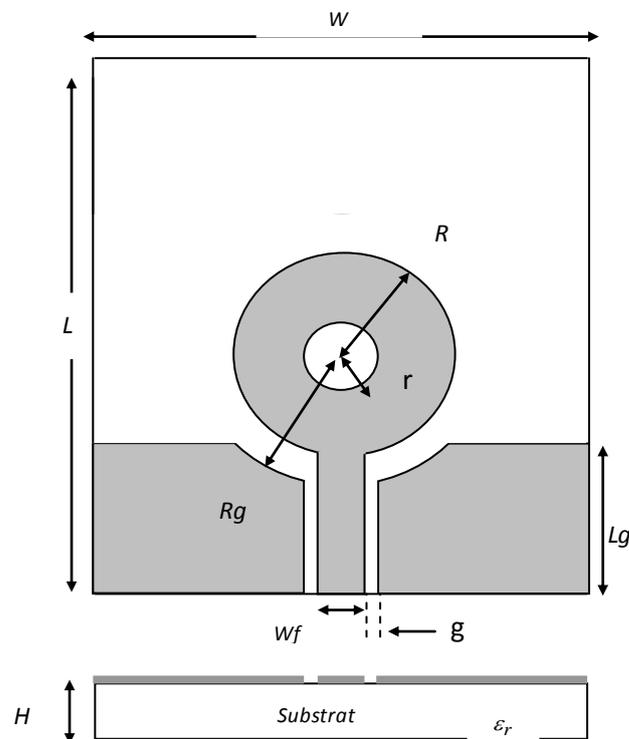


Figure 3.6 Design de l'antenne patch

Comme le montre la figure, un anneau avec un rayon r et une ligne CPW (50Ω) a été conçu. W_f est la largeur de la ligne et g (gap) est l'espace entre la ligne et le plan de masse. W et L dénotent la largeur et la longueur de plan de masse, respectivement. Dans cette étude, un substrat diélectrique avec une épaisseur de $H = 0.508\text{mm}$ et une permittivité relative de 3.48, $r = 3\text{mm}$ est choisi, ainsi W_f et g sont fixés à 2.5mm et à 0.15mm , respectivement, afin de réaliser l'impédance 50Ω .

6. Résultats obtenus avec le logiciel CST Microwave Studio

6.1 Étude paramétrique (effet des paramètres géométriques)

Ce paragraphe est consacré à l'étude de l'influence de différents paramètres sur le coefficient de réflexion S_{11} . Une étude paramétrique a été menée pour comprendre les effets des divers paramètres afin de les optimiser et d'aboutir à une structure finale efficace.

6.1.1 Effet du rayon R de patch

On présente d'abord les résultats de simulation de l'effet du rayon de patch R. La Figure 3-7 montre les résultats de la simulation du paramètre S_{11} de l'antenne pour différentes valeurs de R, on peut constater clairement l'augmentation légère de la largeur de bande avec la variation de R (mm), la valeur r est fixée à (2mm), W à (34mm), L à (34mm), Rg à (9mm) et Lg à (9.7mm)

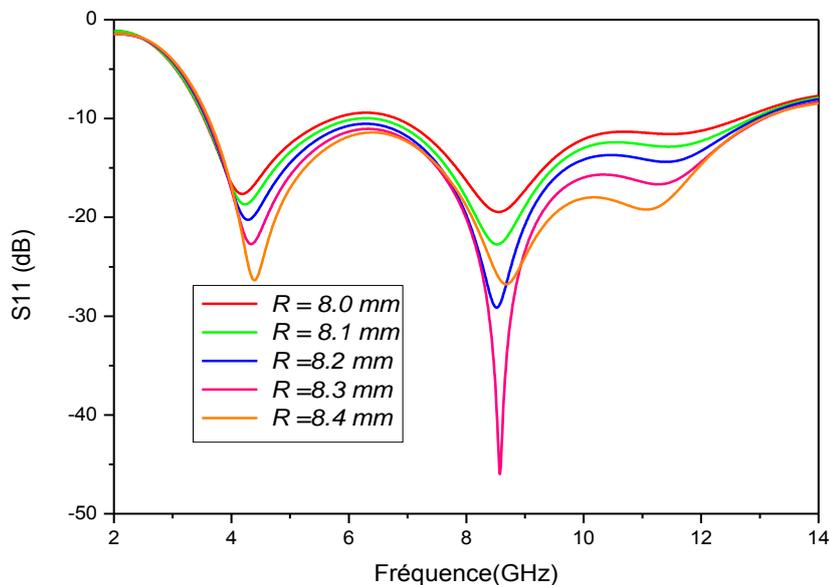


Figure 3.7 Effet du rayon R de patch

6.1.2 Effet du rayon r de patch

Le coefficient de réflexion pour les différentes valeurs de r est présenté dans la Figure 3-8. On a constaté que la bande passante est pratiquement la même si on choisit le rayon (r) entre 2 mm et 5 mm.

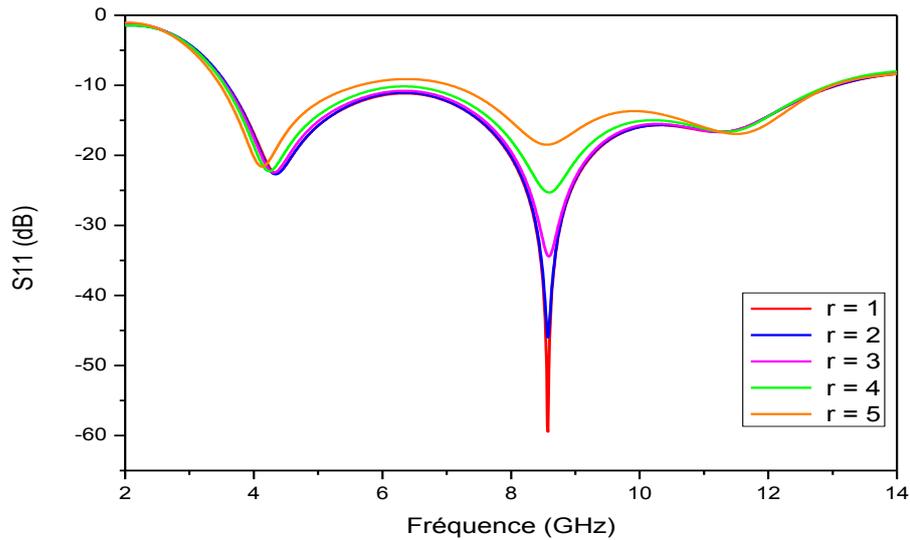


Figure 3.8 Effet du rayon r de patch

6.1.3 Effet du plan de masse

Nous présentons ici l'étude d'un autre paramètre de la structure qui est le plan de masse. Le premier paramètre est l'écart h ($R_g - R$) entre l'anneau et le plan de masse. Comme le montre la Figure 3-9, lorsque R est fixé à 12.5mm, L à 10mm et W à 47mm, la performance du patch alimenté par la ligne coplanaire CPW est très sensible à H . On peut constater que les courbes du coefficient de réflexion sont de forme similaire pour ces quatre disparités différentes, mais la bande passante de l'antenne à -10dB varie d'une façon significative avec le changement de h . Quand h devient plus grand, la bande passante à -10dB se rétrécit dû au fait que l'adaptation d'impédance de l'antenne ne fait qu'empirer. On remarque à travers tout le spectre, il semble qu'une grande valeur de h n'affecte pas vraiment la première résonance, mais a un impact plus important sur les harmoniques élevées.

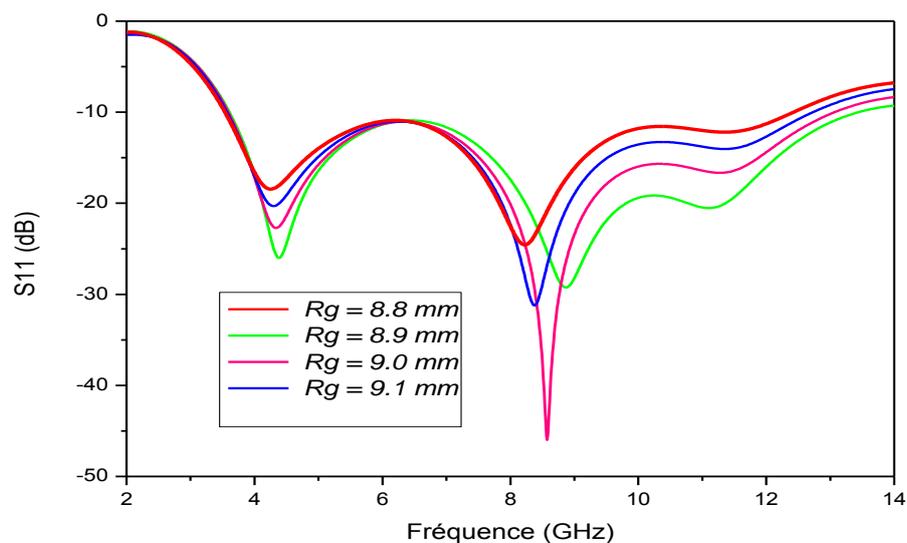


Figure 3.9 Effet du plan de masse R-ground

Le deuxième paramètre relié au plan de masse est la largeur L_g de plan de masse. Comme le montre la Figure 3-10. Il est également remarqué que les performances de l'antenne sont presque indépendantes de la longueur L_g du plan de masse.

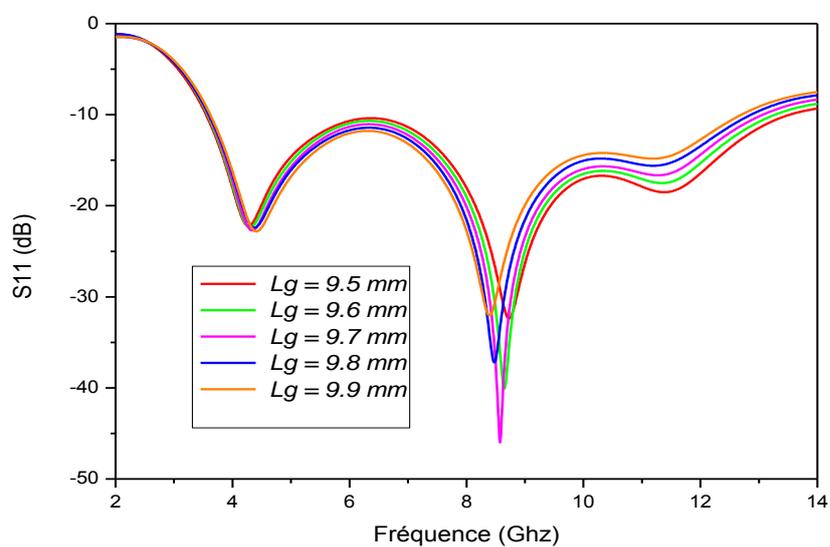


Figure 3.10 Effet du plan de masse, la longueur L_g

Dans cette section, nous présentons les résultats de la simulation de l'antenne optimisée pour un fonctionnement dans la bande [3.1-10.6] GHz. Les dimensions

optimales relatives à l'antenne sont quant à elles détaillées dans le tableau 1. Ces dimensions ont été obtenues par simulation et utilisation de logiciel de simulation Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology).

R	r	R-ground	Lg
8.3 mm	2 mm	9 mm	9.7 mm

Tableau 1 DIMENSIONS OPTIMALES DE L'ANTENNE (Dimensions en mm)

6.2 Performance de l'antenne optimisée

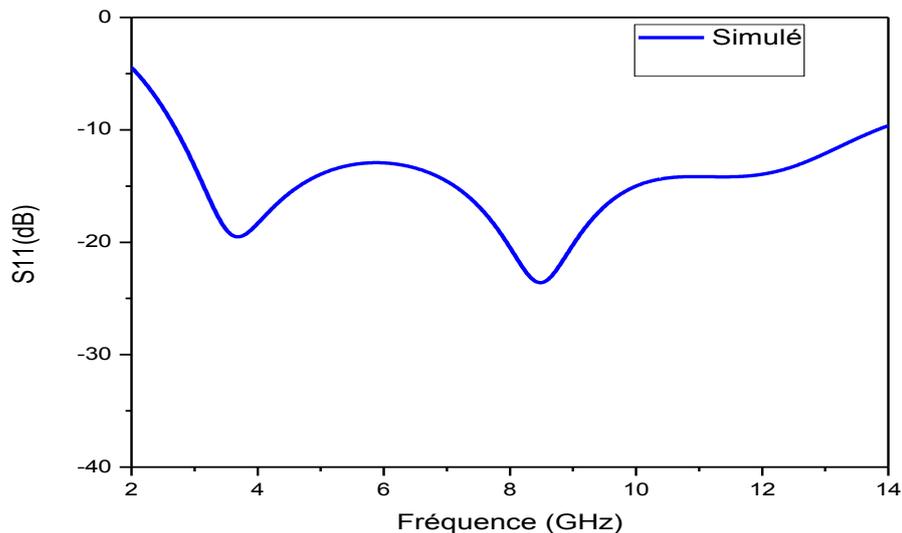


Figure 3.11 Le coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence

Le coefficient de réflexion de l'antenne optimisée est présenté dans la figure 3-11. La réponse en fréquence à -10 dB peut couvrir une bande large qui varie de 2.7 à 13.8 GHz, soit 124 %, et qui peut répondre à l'exigence des applications ultra large bande [3.1-10.6 GHz].

La variation de S11 simulé en fonction de la fréquence dans la bande [2, 14] GHz montre que cette structure possède deux fréquences de résonance : $f_{r_1} = 2.7$ GHz et $f_{r_2} = 8.6$ GHz.

➤ **Le gain**

Nous allons maintenant nous intéresser au gain de l'antenne. Le gain d'une antenne croît avec la fréquence. Considérons la Figure 3-12 le gain atteint une valeur proche de 5 dB. Le gain dans la direction normale varie entre -3.18 et 5 dB sur toute la bande [2 à 13.8 GHz] (Figure 3.12). On remarque qu'à la fréquence 12.7 GHz, le maximum de gain observé est de 5 dB.

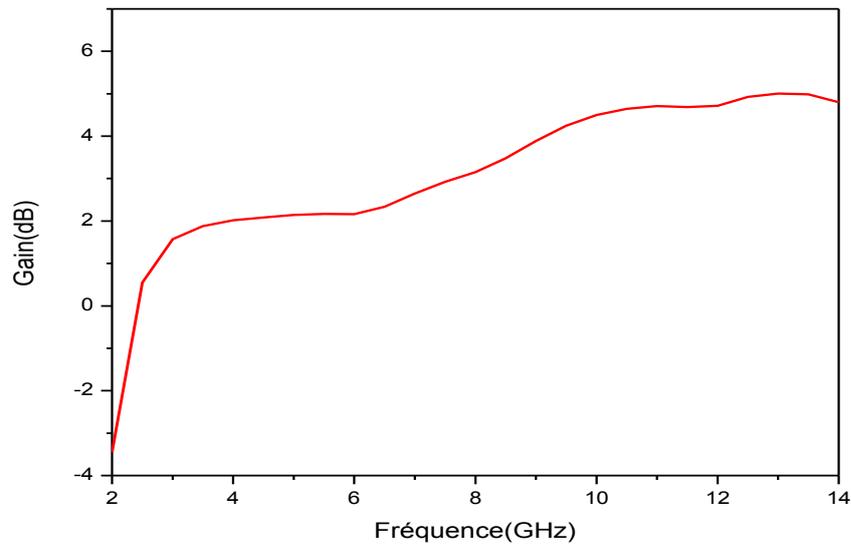


Figure 3.12 le gain de l'antenne dans la direction normale

Le gain réalisé dans la direction normale au plan de l'antenne (direction de l'axe X) est tracé dans la Figure 3-13. Ce gain varie entre -8.90 dB et 5 dB sur la bande d'adaptation de l'antenne.

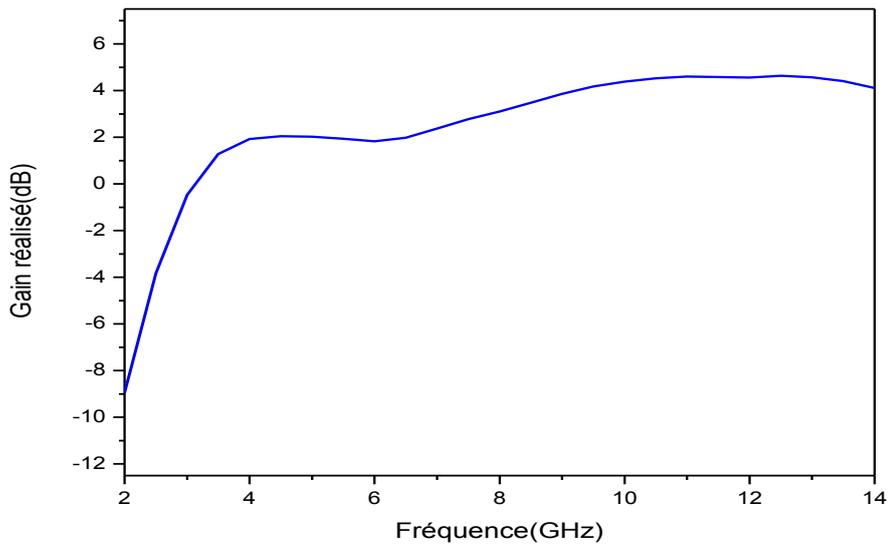


Figure 3.13 le gain réalisé

➤ *Le diagramme de rayonnement*

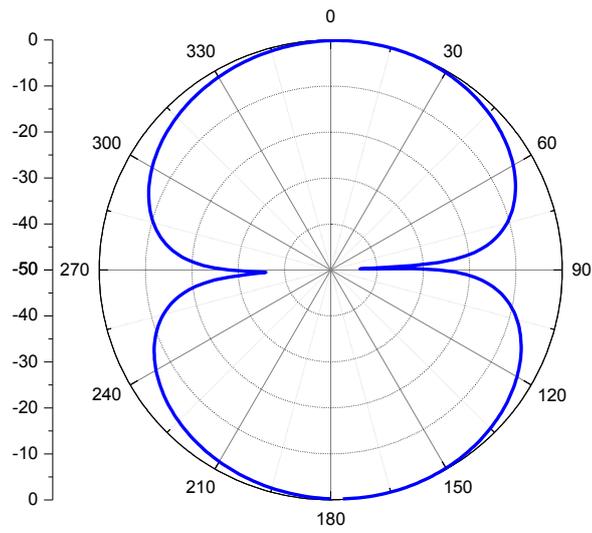
On étudie dans ce paragraphe les caractéristiques de rayonnement d'une antenne imprimée dont l'élément rayonnant est sous forme d'un anneau. On a tracé les diagrammes dans les deux principaux plans de l'antenne: dans le plan H et dans un plan E.

Le diagramme de rayonnement est défini comme la variation du champ avec les angles, dans la zone de champ éloigné. Pour un dipôle le diagramme est fonction de $\sin\theta$. Étant donné une antenne polarisée linéairement le diagramme dans un plan parallèle au champ électrique s'appelle le diagramme dans le plan E (E-plane pattern). Puisque les champs du dipôle sont indépendants de φ , tout plan contenant le dipôle définit le diagramme dans le plan E. Réciproquement, le plan H se trouve dans un plan perpendiculaire au champ électrique.

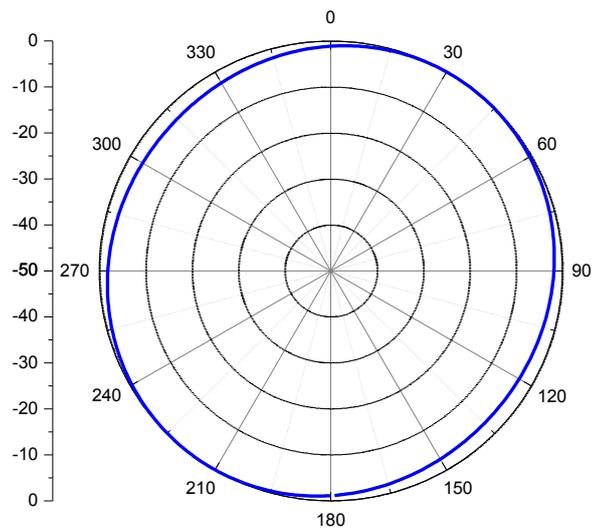
Habituellement, le diagramme de rayonnement est tracé en décibels en fonction de l'angle. On montre dans les Figures 3.14-3.17 les diagrammes pour le plan E et H de l'antenne conçue. D'après le diagramme du plan H on observe qu'il est omnidirectionnel car il ne varie pas avec l'angle.

Le diagramme de rayonnement simulé est représenté dans le plan E sur les Figures 3.14-3.17 (a) (plan XZ) et dans le plan H sur les figures 3.14-3.17 (b) pour différentes fréquences de la bande passante. La figure présente la co-polarisation dans le plan E (XZ), où $\theta = 0^{\circ}$ correspond à l'axe z et $\theta = 90^{\circ}$ correspond à l'axe des abscisses. On voit que le plan E a une valeur nulle le long de l'axe des x en raison de l'alimentation et le diagramme de rayonnement qui est symétrique autour de l'axe des abscisses. C'est un diagramme de rayonnement typique d'un monopole.

La co-polarisation dans le plan H (y-z) est présentée dans les figures 3.14-3.17 (b), où $\theta = 0^{\circ}$ est l'axe z et $\theta = 90^{\circ}$ est l'axe des ordonnées. On remarque que le diagramme de rayonnement reste omnidirectionnel sur toute sa bande de fonctionnement.

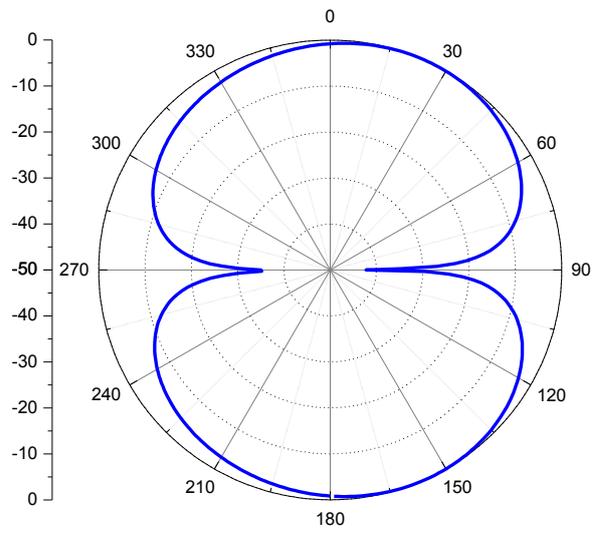


a- le plan E

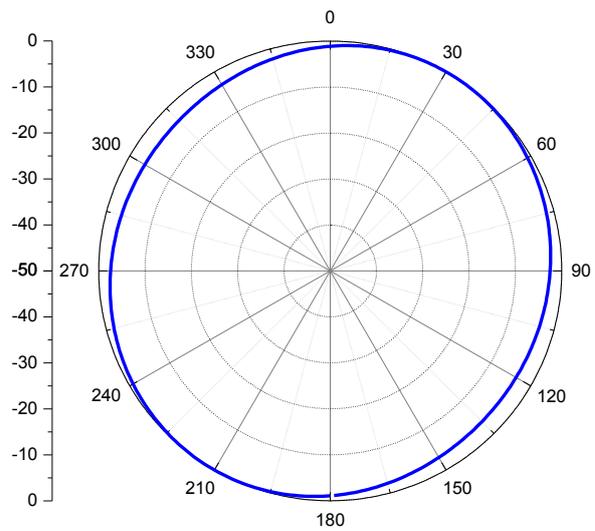


b- le plan H

Figure 3.14 Diagramme de rayonnement dans le plan E et H à la fréquence 3.5 GHz

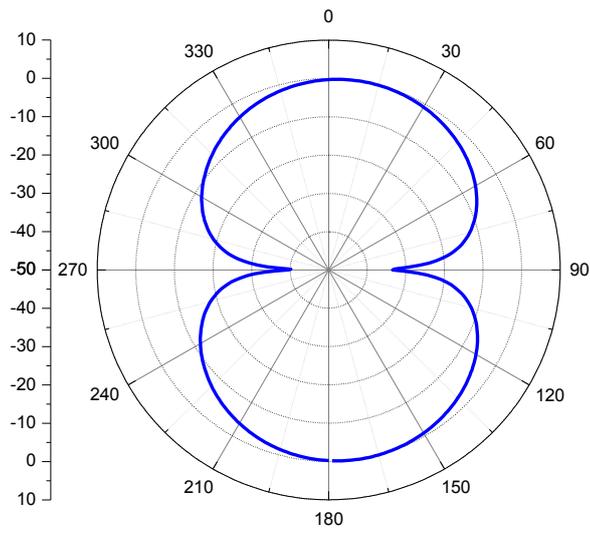


a- le plan E

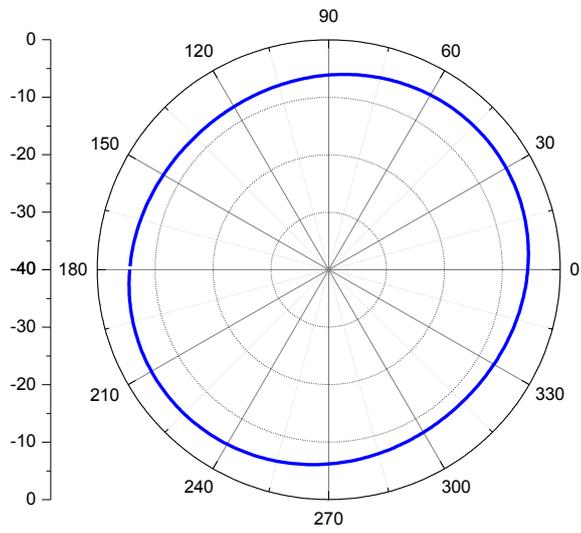


b- le plan H

Figure 3.15 Diagramme de rayonnement dans le plan E et H à la fréquence 5 GHz

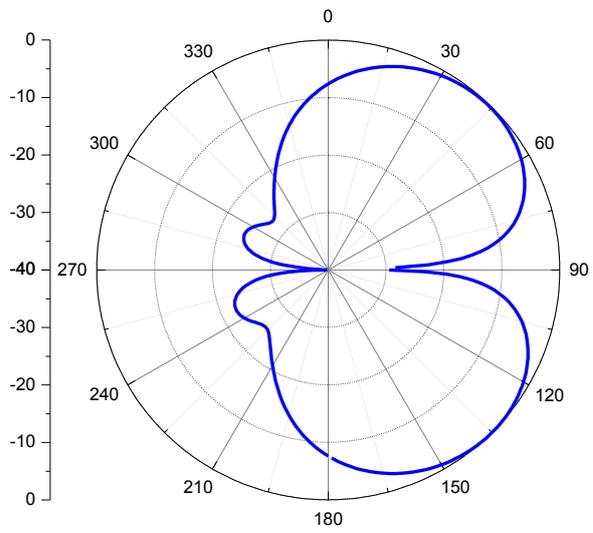


a- le plan E

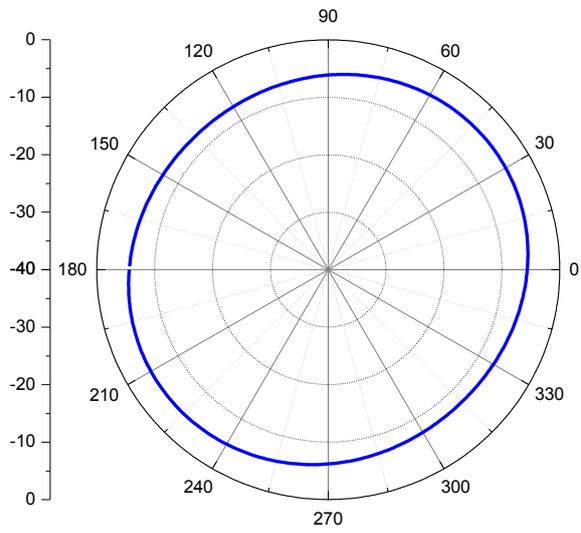


b- le plan H

Figure 3.16 Diagramme de rayonnement dans le plan E et H à la fréquence 7 GHz



a- le plan E



b- le plan H

Figure 3.17 Diagramme de rayonnement dans le plan E et H à la fréquence 9 GHz

Les Figures 3.14-3.17 montrent que les diagrammes de rayonnement de l'antenne, sont simulés dans les plans du champ électromagnétique (y-z) à la fréquence 3.5 GHz, 5 GHz, 7 GHz et 9 GHz. On remarque que ce diagramme de rayonnement est comparable à celui d'une antenne dipôle. De plus, nous avons remarqué que ce diagramme est stable sur toute la bande. Par ailleurs, les diagrammes de rayonnements sont symétriques parce que le patch a une forme symétrique autour de l'axe z.

7. Conclusion

Bien qu'elles présentent des géométries simples, les antennes imprimées exigent des études approfondies théoriques et numériques pour la conception d'antennes performantes. Une étude paramétrique a été menée pour comprendre les effets des divers paramètres afin de les d'optimiser et d'aboutir à une structure finale efficace.

Dans ce chapitre, une étude numérique a été présentée. Le logiciel CST studio nous a permis de simuler les performances de l'antenne. Les caractéristiques obtenues pour l'antenne proposée (Bande passante, diagramme de rayonnement) confirment son aptitude dans des systèmes de communication ultra large bande.

Chapitre 4

Résultats et mesures

1. Introduction

Certes, les antennes imprimées sont peu encombrantes, peu dispendieuses et faciles à fabriquer et à la mise en œuvre. Toutefois, elles accumulent des pertes diélectriques et une mauvaise conductivité thermique. Il leur faut donc employer des substrats de haute qualité. En général, on caractérise les antennes notamment par leur diagramme de rayonnement et leur coefficient de réflexion (S_{11}). Pour l'antenne que l'on présente ci-dessous, toutes ces caractéristiques sont décrites, bien qu'elles soient issues des simulations et des mesures. En effet, pour concevoir une antenne, on commence par une simulation qui permet de tester plusieurs options et de les optimiser. Si l'antenne est conforme aux résultats attendus, il faut donc entamer une phase expérimentale afin de valider les résultats de la simulation. Il est très rare qu'on parvienne avec des résultats mesurés qui concordent parfaitement avec la simulation, en raison de certains facteurs tels que le placement des connecteurs ou la qualité des soudures. Toutefois, lors de la simulation, on doit faire au moins très attention au dimensionnement de la taille du maillage : s'il est trop grand, cela conduit à des erreurs et s'il est trop petit, cela augmente profusément le bruit de calcul, avec pour conséquence une perte de précision de la simulation. Dès lors, lorsque les deux possibilités seront ouvertes, on s'appuiera sur les résultats obtenus des mesures plutôt que des simulations, pour extraire des caractéristiques plus justes pour notre antenne. Les deux séries de caractéristiques (simulées et mesurées) seront tout de mêmes présentées, et les différences seront alors bien mises en évidence.

2. Réalisation

En tenant compte des étapes de conception citées dans le chapitre précédent, nous avons réalisé notre prototype d'antenne comme le montre la Figure 4-1, en utilisant

comme substrat de type FR4 ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 3.48$ et d'épaisseur $H = 0.508$ mm avec une seule couche de cuivre.



Figure 4.1 le prototype réalisé

Les dimensions ont été obtenues par simulation voir tableau 1

3. Mesures et résultats

Les caractéristiques de l'antenne réalisée, ont été mesurées avec un analyseur de réseau vectoriel de type *Agilent E8363B* fonctionnant dans la bande 10 MHz à 40 GHz associée avec des kits de calibration adéquats (Figures 4-2 et 4-3) et de la chambre anéchoïque du Laboratoire de l'INRS.

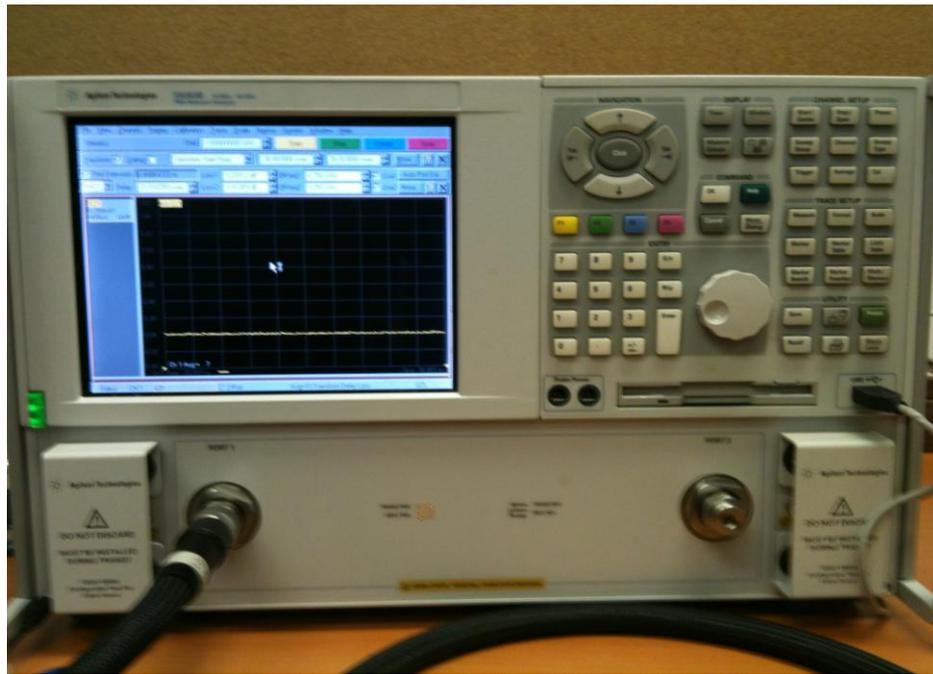


Figure 4.2 L'analyseur de réseau



Figure 4.3 le kit de calibration

On a fait deux types de mesures: une mesure des paramètres S et une mesure de diagrammes de rayonnement. Les mesures des paramètres S ont été prises avec l'analyseur de réseau E8363B connecté sur une carte d'acquisition HPIB. Les résultats sont des fichiers de données en format ASCII qui, par la suite, ont été traités en *Origine pro 8*. Les mesures détaillées pour notre prototype d'antenne sont présentées. La Figure 4-4 donne les mesures du coefficient de réflexion pour l'élément d'antenne alimenté par une ligne coplanaire CPW et correctement adapté. On observe que les résultats sont bien proches de ceux obtenus par les simulations et la largeur de bande est celle demandée. La variation de S_{11} mesuré en fonction de la fréquence dans la bande [2, 14] GHz a montré que cette structure possède trois fréquences de résonance: $f_{r_1} = 3.1\text{GHz}$, $f_{r_2} = 6.5\text{ GHz}$ et $f_{r_3} = 9.3\text{ GHz}$. On remarque que les valeurs de fréquences de résonance mesurées sont très proches de celles simulées. La différence entre les deux est due aux incertitudes de mesures. De plus, on a constaté que la valeur des coefficients de réflexion pour les fréquences de résonance est très peu différente de celle qui a été obtenu par simulation ; ceci peut être dû aux pertes introduites par le diélectrique, à la mauvaise adaptation entre la source et l'antenne. Il est observé dans la Figure 4-4 que la bande passante mesurée à $S_{11} < -10\text{ dB}$ est de 2.8 à 12 GHz, l'antenne montre un comportement large bande, soit une bande de 124 %. La mesure confirme la caractéristique ULB de l'antenne patch proposé comme prévu dans les simulations.

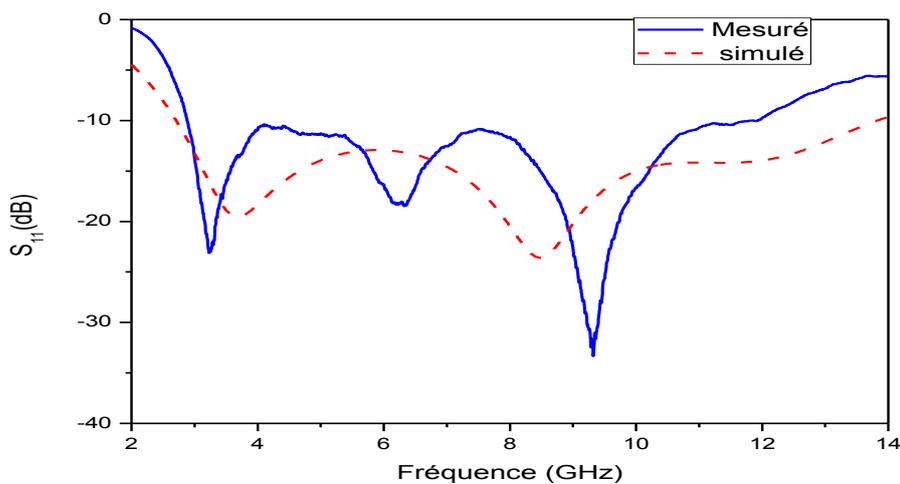
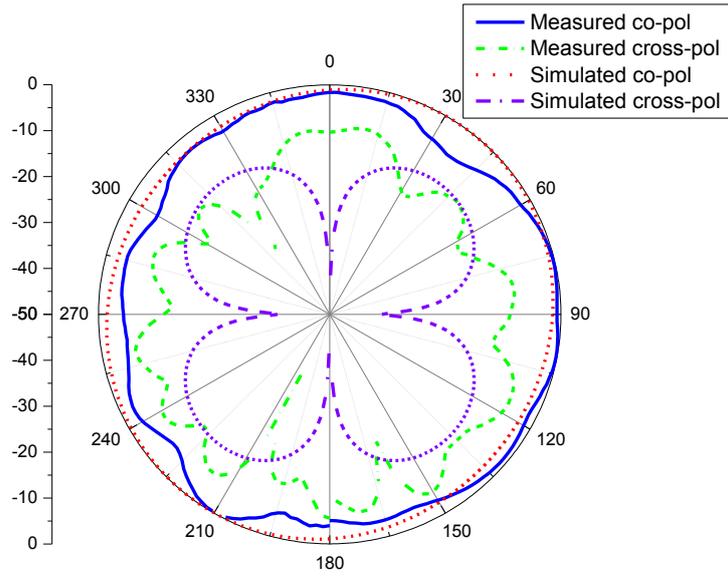


Figure 4.4 coefficient de réflexion de l'antenne (mesuré et simulé)

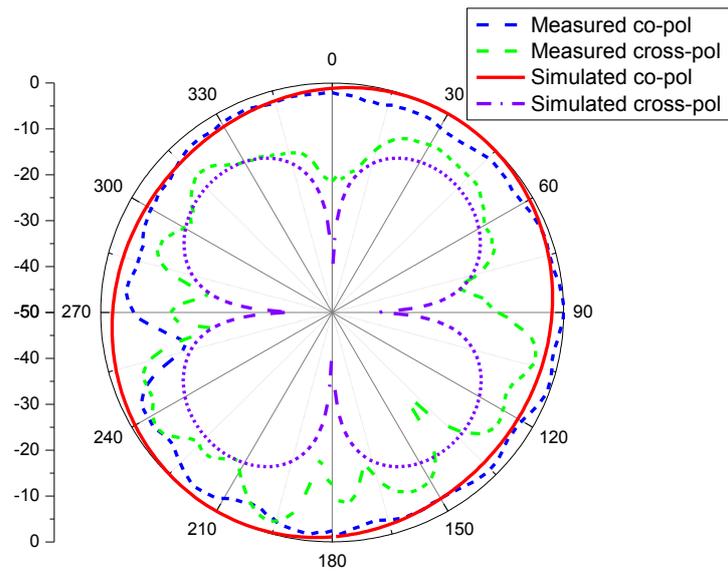
Le problème principal avec les antennes à large bande est la variation électrique de longueur de plan de masse par rapport à la fréquence, ce qui provoque une distorsion importante dans les diagrammes de rayonnement.

On étudie dans ce paragraphe les caractéristiques de rayonnement du patch dans le cas de l'alimentation centrée par une ligne coplanaire. On a tracé les diagrammes dans les deux principaux plans de l'antenne: dans le plan H ($\theta = \pi/2$) et dans un plan E ($\varphi = 0$). Les figures ci-dessous représentent les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne patch dans les plans E et H aux fréquences 3.5 GHz, 5 GHz, 7 GHz et 9 GHz.

Pour la co-polarisation, les mesures sont en bon accord avec les simulations. La différence entre mesure et simulation de diagramme de rayonnement en basses fréquences est de 0.2 dB à 0.3 dB, elle atteint 0.5 dB en hautes fréquences. Par ailleurs, on observe bien un diagramme de forme dipolaire en basses fréquences alors qu'en hautes fréquences, le diagramme de l'antenne a tendance à se déformer à cause d'autres modes d'excitation. Le diagramme de rayonnement reste omnidirectionnel sur toute la bande de fonctionnement même si, vers les hautes fréquences, on observe une légère déformation entre 0 et $\pi/2$. Ceci est dû au fait que l'antenne n'a pas une symétrie de révolution parfaite. Il est également jugé que la polarisation croisée marquée cross-polarisation est inférieure à - 15 dB dans la bande de fréquences et en dessous de -20 dB à certaines fréquences.

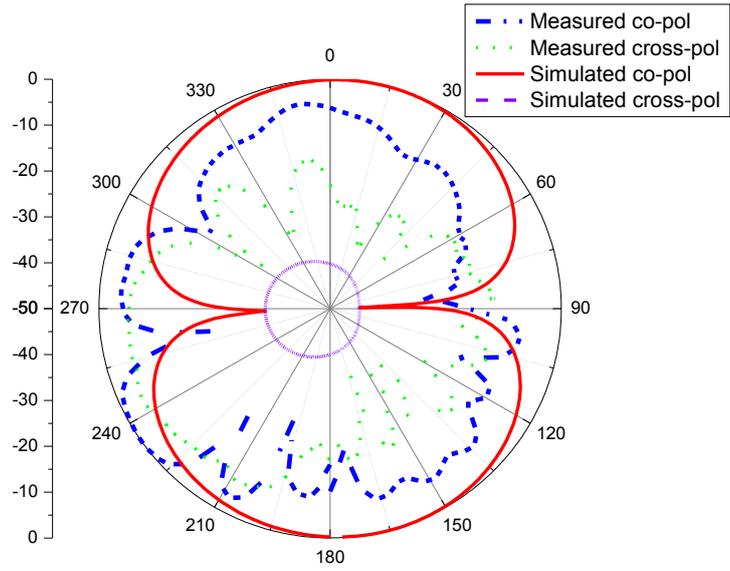


a- 3,5 GHz

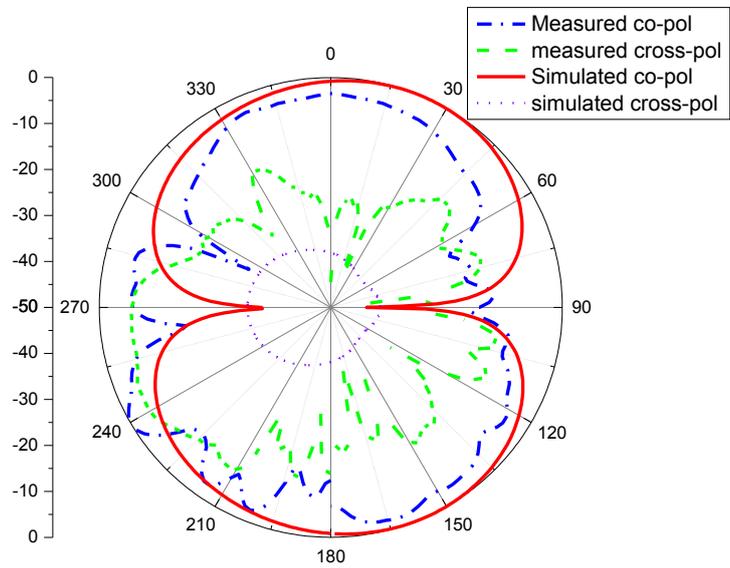


b- 5GHz

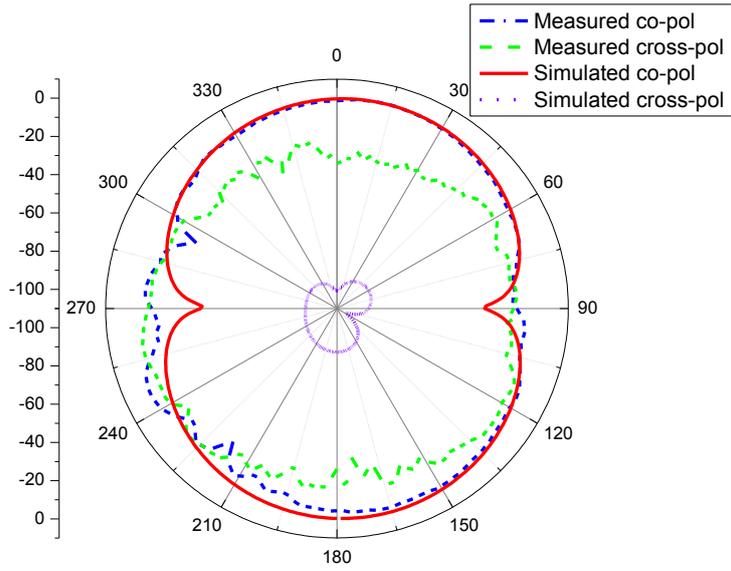
Figure 4.5 Diagramme de rayonnement dans le plan H (mesuré et simulé)



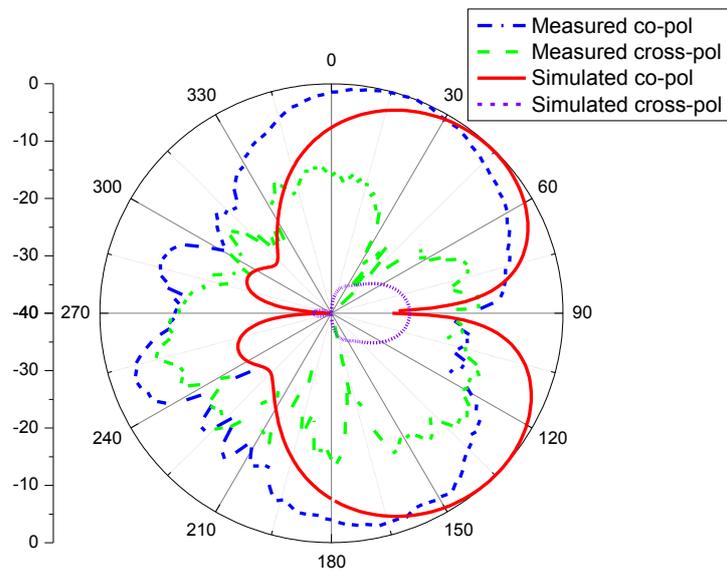
a- 3,5 GHz



b- 5 GHz



c- 7 GHz



d- 9 GHz

Figure 4.6 Diagramme de rayonnement dans le plan E (mesuré et simulé)

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne à des fréquences proches de la résonance ont été mesurés dans une chambre anéchoïque. Le diagramme de rayonnement mesuré et simulé sont montrés dans les figures précédentes. On remarque que les diagrammes de rayonnement mesurés sont généralement proches de celles obtenus par les simulations. Les diagrammes dans le plan E ont de grands lobes arrière et ça ressemble à une forme de huit (8) légèrement pincée à basses fréquences. Avec l'augmentation de la fréquence, le lobe arrière devient plus petit et on note dans la Figure 4-8 l'apparition en hautes fréquences, de lobes secondaires de faibles amplitudes.

Le diagramme de rayonnement reste directif sur toute la bande de fréquence. La direction du lobe principal reste à peu près constante lorsque la fréquence augmente. Par ailleurs, l'ouverture angulaire à -3 dB varie selon la fréquence. Cette variation angulaire à -3 dB est due principalement au fait que la distribution des courants surfaciques dépend de la fréquence.

4. Conclusion

L'étude expérimentale nous permet d'observer en pratique les résultats obtenus, grâce au tracé du coefficient de réflexion et du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence. Ce chapitre a fait l'étude des performances de l'antenne proposée dont l'élément rayonnant est sous forme d'un anneau. Ce type d'antenne a également évolué à partir d'un disque planaire en utilisant la ligne coplanaire. Il a été démontré que la largeur de bande couvre adéquatement la bande d'UWB 3.1 à 10.6 GHz selon la spécification de la FCC. La bande passante mesurée à $S_{11} < -10$ dB est de 2.8 à 12 GHz, l'antenne montre un comportement large bande, soit une bande de 124 %.

Les paramètres de rayonnement d'antenne sont également étudiés. Les simulations et les mesures ont montré que l'antenne proposée présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H et directif dans le plan E sur l'ensemble de la bande de fréquence.

Chapitre 5

Conclusion

Les travaux de recherche académique et industrielle sur les technologies ultra large bande a connu un essor notoire ces dernières années. Cette technologie de radiocommunication est perçue comme étant l'avenir des communications sans fil à très haut débit pour les applications grand public. Les antennes imprimées peuvent être intégrées avec le module d'émission ou de réception sur le même substrat au vue de leur performance et leurs dimensions réduites. Compte tenu du besoin des antennes ultra large bande dans les systèmes de radiocommunications mobiles, ce mémoire a été consacré à la conception, la simulation et la réalisation d'une antenne patch ultra large bande. Le logiciel de simulation d'antennes basé sur la méthode des moments a été utilisé dans le cadre de ce travail.

Ce projet a été très enrichissant. D'une part, il nous a permis d'appliquer les connaissances acquises sur le logiciel CST et d'autre part, il nous a aussi permis d'approfondir nos connaissances sur les antennes imprimées. Ce projet nous a permis aussi de nous familiariser avec une situation réelle de projet, de par le peu d'indications données au départ. Nous avons également pu observer la mise en pratique des notions d'hyperfréquences assez difficiles à appréhender seulement en théorie.

L'objectif de ce travail était de concevoir et de réaliser une antenne patch à ultra large bande. Afin d'atteindre nos objectifs, nous avons effectué dans un premier temps une revue de la théorie des antennes plaques afin d'avoir une meilleure compréhension des phénomènes se produisant dans les substrats diélectriques. De nombreuses simulations effectuées avec le logiciel CST nous ont permis de nous rapprocher du meilleur cas réel. Le comportement de notre antenne a été analysé par simulation en fonction de chaque paramètre de conception. L'étude expérimentale nous a permis d'observer en pratique les résultats obtenus, grâce au tracé du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et le diagramme de rayonnement.

Ce mémoire de recherche peut être considéré comme étant un lien vers d'autres travaux futurs. Le laboratoire LRCS de Val d'Or s'intéresse particulièrement à la question de sécurité dans les mines. Ainsi, un vaste projet de télécommunication sans fil à UWB a été mis en œuvre impliquant plusieurs autres sous-projets afin de rencontrer ses objectifs. Les campagnes d'acquisition de données devront être effectuées afin d'améliorer la localisation des travailleurs dans les galeries souterraines et vérifier en même temps la capacité des signaux UWB à passer à travers divers obstacles (véhicules, machines,...) pouvant bloquer la propagation du signal UWB.

Bibliographies

- [1] Antenna Standards Committee of the IEEE Antennas and Propagation Society, *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, IEEE Std 145-1993*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, New York, 1993.
- [2] Stratton and Chu, *Journal of Applied Physics*, March, 1941.
- [3] Schelkunoff, “*Electromagnetic Waves*,” Van Nostrand, 1943.
- [4] A. G. Kandoian, “Three New Antenna Types and Their Applications,” *Proc. IRE*, vol. 34, pp.70W-75W, Feb. 1946.
- [5] Radio Research Laboratory (U.S.), “*Very High-frequency Techniques*,” McGraw Hill, New York, 1947, pp.1-25, Chap 1.
- [6] J. D. Dyson, “The Equiangular Spiral Antenna,” *IRE Trans. Antennas & Propagation*, vol. AP-7, pp181-187, April 1959.
- [7] R. H. Duhamel, “Dual Polarized Sinuous Antennas,” *U.S. Patent 4,658,262*, April 14, 1987.38
- [8] S. Honda, M. Ito, H. Seki and Y. Jinbo, “A disc monopole antenna with 1:8 impedance bandwidth and omni-directional radiation pattern,” *Proc. ISAP '92 (Sapporo, Japan)*, pp. 1145-1148, Sep. 1992.
- [9] R. M. Taylor, “A broadband Omni-directional Antenna,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest (Seattle)*, Vol. 2, pp. 1294 – 1297, June 1994.
- [10] J. R. Nealy, “Foursquare Antenna Radiating Element,” *U.S. Patent No. 5,926,137*, July 20, 1999. VTIP Ref. 96-056. <http://www.vtip.org>.
- [11] Randall Nealy, Warren Stutzman, J. Matthew Monkevich, William Davis, “Improvements to the Foursquare Radiating Element-Trimmed Foursquare,” *U.S. Patent No. 6,057,802*, May 2, 2000. VTIP Ref. 98-001. <http://www.vtip.org>.
- [12] Constantine A. Balanis, “*Antenna Theory Analysis and Design*”, 2005, John Wiley & Sons, INC.
- [13] D. T. Paris and F. K. Hurd, “*Basic Electromagnetic Theory*”, McGraw-Hill Book Co., New York, 1969.
- [14] K. Y. Yazdandoost and R. Kohno, “Ultra wideband antenna”, *IEEE Communication Magazine*, vol. 42, no. 6, 2004, pp. S29-S32.

- [15] W. Choi, K. Chung, J. Jung and J. Choi, "Compact ultra-wideband printed antenna with band-rejection characteristic", IEE Electronics Letters, 1st September, 2005, vol.41, no. 18, pp. 990-991.
- [16] Kin-Lu Wong, Yun-Wen Chi, Chih-Ming Su and Fa-Shian Chang, "Band-notched ultra-wideband circular-disc monopole antenna with an arc-shaped slot", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 45, no. 3, May 5 2005, pp. 188-191.
- [17] M. J. Ammann, L. E. Doyle, "Small Planar Monopole covers Multiband BRANs", European Microwave Conference, pp. 1-4, October 2000.
- [18] M. J. Ammann and Zhi Ning Chen, "An Asymmetrical feed arrangement for improved impedance bandwidth of planar monopole antennas", Microwave and Optical technology letters, Vol. 40, No. 2, pp. 156-158, January 2004.
- [19] Saou-Wen Su, Kin-Lu Wong, Chia-Lun Tang, "Ultra wideband square planar monopole antenna for IEEE 802.16a operation in the 2-11 GHz band", Microwave and Optical technology letters, Vol. 45, No. 2, pp. 124-126, April 2005.
- [20] Jianming Qiu, Zhengwei Du, Jianhua Lu, and Ke Gong, "A case study to improve the impedance bandwidth of a planar monopole", Microwave and Optical technology letters, Vol. 42, No. 6, pp. 463-466, September 2004.
- [21] M. A Peyrot-Solis, H. Jardon-Aguilar, "Ultra wideband planar monopole antenna for operation in the 3-20 GHz band", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 97-100, June 2005.
- [22] M. J. Ammann, R. Sierra Cordoba, M. Uzelac, J. A. Evans, and A. T. Schwarzbacher, "On pattern stability of the crossed planar monopole", Microwave and Optical technology letters, Vol. 40, No. 4, pp. 294-296, February 2004.
- [23] K.-L. Wong, Y.-W. Chi and C.-H. Wu, "Wideband tri-plate monopole antenna", Electronics letters, Vol. 40, No. 24, pp. 1517-1519, November 2004.
- [24] T. Weiland, "A discretization method for the solution of Maxwells equations for sixcomponent fields", International Journal of Electronics and Communications (AEU), Vol.31, 1977, pp.116-120.

Cet article a dû être retiré en raison de restrictions liées au droit d'auteur.
Vous pouvez le consulter à l'adresse suivante :
Doi : 10.1109/CCECE.2011.6030575