



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

présenté pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Etude et conception des antennes
planaires pour des applications Ultra
Large Bande**

*Réalisées par : - CHEHAOUI Nora
- HAFDHAOUI Amira*

Soutenu le 19 / 06 / 2018 *Devant le jury composé de:*

Mr. BEDDIAF Abdelaziz

Président

Université Abbes Laghrour-Khenchela

Mr. BEDRA Sami

Encadreur

Université Abbes Laghrour-Khenchela

Mr. HASSAD Mourad

Examineur

Université Abbes Laghrour-Khenchela

Promotion 2017/2018

Remerciements

Avant tout. Je tiens à remercier le ALLAH, qui m'a donné le courage et la patience pour arriver au bout de mes études.

A travers ce modeste travail, je remercie mon encadreur Dr : Sami BEDRA, pour leur encadrement pendant celui-ci.

Pour l'intéressante documentation qu'ils ont mise à ma disposition, pour leurs conseils précieux durant cette étude et réalisation de ce mémoire.

Mes remerciements les plus vifs s'adressent aussi à monsieur le président et les membres du jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce travail.

J'exprime également ma gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à ma formation.

Sans omettre bien sûr de remercier profondément à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

Dédicaces

Tout d'abord Je remercie **Allah**, qui nous aidés à réalisation de modeste travail. Et pour m'avoir donnée le courage et la volonté pour accomplir ce travail.

A mon très cher père **Belkacem** son grands secours au long de ma vie.

A celle qui m'a donnée le sens de la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à ma très chère mère **Aicha**.

A mon cher frère **Ayman**, ma chère sœur **Anouar**, et mon petit frère et notre cher **Aboud**.

Je remercie beaucoup notre encadreur : **Dr. Bedra Sami** pour le temps qu'il nous accordé en vue de l'élaboration de notre travail et pour son aide et sa patience que nous ne pouvons jamais apprécier ç sa juste valeur.

A ma chère collègue et ma sœur **Douà** pour ses grands efforts pour compléter ce travail. Et à sa famille.

A mes proches amies(amis).

A mes amis (amies) de la promotion

A tous mes enseignants.

Je dédie ce

mémoire.

إلاهي لا يطيب الليل إلا بشرك ولا يطيب النهار إلا بطاعتك

ولا تطيب اللحظات إلا بذكرك ولا تطيب الدنيا إلا بعفوك

و لا تطيب الاخرة إلا برويتك

و لا تعطر الانفس إلا بالصلاة و السلام على نبي الرحمة و نور العالمين سيدنا محمد صلى الله عليه
و سلم

اهدي هذا العمل المتواضع:

الى اغلى ما في الوجود اهدي ثمرة جهدي و عملي الى قررة عيني نبع الحنان و عنوان الامان الى
احلى كلمة نطقتها شفقتاي امي الغالية

الى من مهد لي الحياة الى طيف الامل و رمز الاخلاق و العمل الى الذي كان سندا و عوننا لي في
حياتي الى اغلى رجل في الوجود ابي الغالي... حفظهما الله

الى من تجمعني بهم اسمى علاقة في الوجود اجمل هدية هداها الله لي اخواني طارق عبد العزيز
خالد

الى زوجة اخي و رفيقة دربي بشرى ، الى ابنة اخي الكتكوتة الصغيرة ردينة عانشة، الى الاحباب
و الاهل و الاقارب

الى رفيقة الدرب الغالية التي لطالما تحملت تقصيري و اغدقتني بكرمها و لطفها 'اميرة'

الى قريبتني و صديقتني العزيزة التي ساعدتني كثيرا 'خولة'

الى زملاء المسار الدراسي و زميلاتي خاصة شهيناز حياة ليليا و فاء احلام حنان

نحن نشكر جزيل الشكر استاذنا المؤطر على وقته لإعداد المذكرة و مساعدته و صبره اللذان لا
يمكن ان نقدر قيمتهما الحقيقية

استاذنا لا نملك هنا إلا ان نرفع ايدينا لله عز وجل راجينا حسن الجزاء ، شكرا استاذنا الفاضل '
بدرة سامي'

الى الذين حملوا اقدس رسالة... و مهدوا لنا طريق العلم و المعرفة اساتذتنا الافاضل

الى كل من وسعتهم ذاكرتي ولم تسعهم مذكرتي

وفقكم الله جميعا

Table des Matières

Table des Matières

Abstract, Resumé, ملخص	I
Table des Matières	II
Introduction Générale	2

Chapitre I

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

I.1. Introduction : qu'est-ce que l'UWB ?	6
I.1.1. Définition.....	6
I.1.2. Évolution historique	6
I.1.3. Principales caractéristiques de l'ULB	7
I.1.3. Applications UWB	9
I.2. Les modulations Ultra Large Bande.....	11
I.2.1 La modulation PPM (Pulse Position Modulation).....	12
I.2.2 La modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation)	13
I.2.3 La modulation OOK (On Off Keying)	13
I.2.4 La modulation BPSK (Bi-Phase Shift Keying)	13
I.3. Les antennes Ultra Large Bandes.....	14
I.4. Classification des antennes ULB	14
I.4.1. Les antennes indépendantes de la fréquence	14

A. Les antennes spirales	15
B. Antenne spirale conique	15
C. Antenne à spirale d'Archimède	15
I.4.2. Les antennes élémentaires	16
A. Antenne biconique	16
B. Antenne discone	17
C. Dipôles / monopoles électriques ultra large bande	17
D. Antenne planaire	18
I.4.3. Les antennes à transition progressive	19
I.5. Techniques d'élargissement de bande	19
I.6. Avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande	21
I.7. Conclusion.....	21
I.8. Références bibliographique.....	21

Chapitre II

Généralités sur les antennes planaires

II.1. Introduction.....	25
II.1.1. Définition	25
II.2. Caractéristiques des antennes imprimées.....	25
II.2.1. Description de l'antenne imprimée	25
II.2.2. Forme des antennes imprimées	26
II.2.3. Substrat diélectrique	27
II.2.3.1. Matériaux diélectriques utilisés.....	27
II.2.3.2. Critères de choix du substrat.....	28
II.3. Principe de fonctionnement	28
II.4. Techniques d'excitation.....	31

II.4.1. Excitation avec contact.....	31
II.4.1.1. Sonde coaxiale	31
II.4.1.2. Ligne microbande	32
II.4.2. Alimentation sans contact (par proximité).....	33
II.4.2.1. Ligne microbande	33
II.4.2.2. Guide d'onde coplanaire	33
II.4.2.3. Couplage par fente	34
II.5. Méthodes d'analyse des antennes imprimées	35
II.5.1. Les Méthodes Analytiques	35
II.5.1.1. Le modèle de la ligne de transmission	35
II.5.1.2. La modèle de la cavité simple.....	35
II.5.2. Les Méthodes Rigoureuses	36
II.5.2.1. Méthode des Différences Finies (FDM).....	36
II.5.2.2. Méthode des Eléments Finis (FEM).....	37
II.5.2.3. Méthode des moments.....	38
II.5.2.4. Méthode d'analyse spectrale	39
II.6. Avantages et inconvénients des antennes imprimées	39
II.7. Les applications des antennes imprimées	41
I.8. Conclusion.....	41
I.9. Références bibliographique.....	41

Chapitre III

Simulations et Discussions des Résultats

III.1. Introduction	45
III. 2. Etude d'une antenne planaire elliptique	45
III.2.1. Etudes paramétriques	46
III.2.1.1. L'effet de l'épaisseur du substrat 'h'	47

III.2.1.2. L'effet de la longueur de plan de masse modifié ' L_{gnd} '	47
III.2.1.3. L'effet de la permittivité du substrat ' ϵ_r '	48
III.2.1.4. Caractéristique de rayonnement.....	50
<i>III.2.1.4. A. Diagramme de rayonnement 2D</i>	50
<i>III.2.1.4. B. Diagramme de rayonnement 3D</i>	51
III.2.1.5. Cartographie des champs	51
III. 3. Etude d'une antenne planaire anneau elliptique	55
III.3.1. Etudes paramétriques	55
III.3.1.1. L'effet de l'épaisseur du substrat ' h '	56
optimale de la hauteur du substrat est $h=1.6\text{mm}$	56
III.3.1.2. L'effet de la longueur de plan de masse modifié ' L_{gnd} '	56
III.3.1.3. L'effet de la permittivité du substrat ' ϵ_r '	57
III.3.1.4. Caractéristique de rayonnement.....	59
<i>III.3.1.4. A. Diagramme de rayonnement 2D</i>	59
<i>III.3.1.4. B. Diagramme de rayonnement 3D</i>	60
III.3.1.5. Cartographie des champs	60
III. 4. Conclusion	64
III. 5. Références bibliographiques.....	64
Conclusion Générale	67
Annexe.....	71

Introduction Générale

Introduction Générale

Le développement rapide des systèmes des télécommunications a permis de créer et innover plusieurs technologies. D'une part, il y a une tendance vers la miniaturisation des composants liés aux dispositifs mobiles tenus dans la main [1]. D'autre part, il y a une demande croissante concernant le transfert rapide des données qui exige alternativement des composants large-bande [2]. Ces deux contraintes contradictoires doivent être surmontées avec des solutions peu coûteuses et fournissant un rendement élevé.

Comme la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante et décroît de façon logarithmique avec le rapport signal à bruit d'après le théorème de Shannon (1948), donc le débit de transmission peut être augmenté rapidement en augmentant la largeur de la bande de fréquence. A cette effet, une nouvelle génération des antennes a été mise en lumière, dite des antennes ultra large bande (ULB)[3].

Suite à la parution en 2002 de la réglementation des émissions UWB aux Etats-Unis, les applications s'orientent vers les communications très hauts débits à courte portée. La capacité du canal UWB est utilisée pour atteindre de très hauts débits plutôt qu'un accès multi-utilisateurs étendu[3].

De nos jours, les antennes ont connus une grande diversité exigée par des différentes applications telles que : les applications de la télécommunication, radars et biomédicales...etc [4]. Cette diversité a connu un progrès graduel correspondant aux besoins croissants des utilisateurs, ce qui nécessite un développement des systèmes de communication performant, ainsi que leur adaptation aux besoins spécifiques [3]. Dans certaines applications il est nécessaire que ces antennes doivent être conformes aux surfaces non planes telles que : les avions, les fusées....etc. Cependant, les antennes planaires sont les meilleures candidates, puisqu'elles ont la propriété d'être compatible avec les structures courbées où autrement dite des surfaces non planes [5].

Plusieurs travaux ont été rapportés portant sur les antennes planaires. Parmielles-ci, les antennes circulaires, rectangulaires, et elliptiques sont les plus populaires et les plus étudiées, en tenant compte que les substrats choisis pour ces types d'antennes présentent un

bon équilibre des propriétés physiques et électriques et offrent une faible épaisseur, ce qui les rend plus souple[6].

L'objectif de ce travail était d'étudier, de concevoir, et de caractériser des antennes planaires utilisées pour des communications Ultras Grandes Bandes. Elles seront présentées avec la technologie d'intégration de deux antennes en une seule antenne (une pour des applications ULB). L'outil de conception assistée par ordinateur utilisé pour effectuer cette tâche est bien HFSS[®]-2009(High-Frequency Structure Simulator, version 13) choisi pour sa commodité et sa richesse en modules solveurs.

Le manuscrit retraçant les différents points énumérés précédemment est constitué de trois chapitres. Chaque thème sera traité d'une façon assez indépendante et presque autonome dans un chapitre propre à lui.

Le premier chapitre a pour objectif de présenter la technologie ULB. Ainsi, un bref historique et une description des spécificités des systèmes ULB sont effectués. Ensuite, les modulations et les signaux ULB sont présentés. La dernière partie du présent chapitre est la description des principales applications de l'ULB et ses avantages et inconvénients.

Le deuxième chapitre, est consacré à une description générale des antennes planaires, leurs propriétés et leurs caractéristiques, un rappel théorique sur l'antenne imprimée, une présentation des méthodes d'analyse ainsi les différentes méthodes d'alimentation.

Le troisième chapitre est consacré à la conception et à l'étude de structures d'antennes adaptées aux systèmes de communication ULB. Les structures ont été simulées à l'aide du logiciel de simulation hyperfréquence HFSS[®]. Après une validation de résultat obtenu par le logiciel HFSS[®], une première conception d'une antenne planaire sous la forme d'une ellipse est alors proposée. Différentes études seront menées sur l'alimentation, l'élément rayonnant et le plan de masse en vue d'adapter la structure à la bande de fréquence souhaitée. Une deuxième conception sur une antenne anneau elliptique est aussi proposée et qui suit la même étude que la première. Les résultats obtenus sont présentés et commentés. Finalement, une conclusion générale permettra de résumer l'ensemble du travail effectué et les perspectives susceptibles de compléter le présent travail.

Références bibliographiques

- [1] N. Fortino. "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionsnels,"*Thèse de Doctorat. Université Nice Sophia Antipolis*, France, 2006.
- [2] M. LAOUISSAT, "Conception des antennes en bande L à base de métamatériaux,"*Mémoire de Magister, Université de Djelfa*, Algérie, 2014.
- [3] N. Sahnoun, A. Benghalia, and T. A. Denidni, "Analyse et réalisation d'antennes patch microbande montées sur substrat de formes cylindriques," *Thèse de Doctorat, Université de Constantine 1*, Algérie, 2017.
- [4] O. Barkat, "Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique," *Thèse doctorat e-sciences, 2009, université de Constantine*, Algérie.
- [5] A. Saghir. "Contribution à la caractérisation des structures rayonnantes. Application aux études en champ proche de rayonnement électromagnétique,"*Thèse doctorat en Sciences de l'ingénieur, Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT*, France, 2013.
- [6] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes, " *Thèse de Doctorat, Université de Batna*, Algérie, 2015.

Chapitre I

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

I.1. Introduction : qu'est-ce que l'UWB ?

I.1.1. Définition

La technologie Ultra Large Bande (ULB) ou Ultra Wide Band (UWB) est une technologie de transmission sans fil utilisant les ondes radio. Elle est née au début des années soixante [1]. Cette technique de transmission radio consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz [1]-[3]. Elle fut autrefois utilisée pour des applications radars et militaires, puis transposée il y a quelques années aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle. Cette disponibilité spectrale permet d'envisager notamment des communications à haut débit et conduit aussi à une résolution spatiale fine nécessaire pour accroître la précision des systèmes de localisation [2], [4].

I.1.2. Évolution historique

L'étude de l'électromagnétisme dans le domaine temporel débuta il y a une quarantaine d'années. Les premières recherches se sont concentrées sur les applications radar en raison de la nature large bande des signaux, qui impliquent un fort pouvoir de résolution temporelle. Une étude complète des premières recherches réalisées dans ce domaine a été présentée par Bennett et Ross [5], tandis que Taylor [6] présente les fondements de la technologie ULB appliquée au radar. De régulières avancées de la recherche ont été réalisées depuis le milieu des années 60, comme en atteste l'étude historique de Barrett [7]. Cependant, l'utilisation des signaux ULB dans le domaine de la communication radio n'a pas été concrètement envisagée avant la fin du siècle. En 1990, le département de la défense du gouvernement des États-Unis a publié les résultats de son évaluation de la technologie ULB, qui s'est concentrée exclusivement sur les systèmes radar, étant donné qu'aucune application de l'ULB aux systèmes de communication n'était alors envisagée [8]. Plus récemment, la recherche s'est concentrée sur les signaux ULB pour la communication radio [9], mettant à profit les principales caractéristiques de cette technique : une résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde due à la largeur de la bande de fréquences, un faible rapport cyclique permettant des modulations de type « saut temporel

» et la gestion des usagers multiples, et une transmission possible sans porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio [10]. Dès 1998, la FCC lance une première étude sur l'Ultra Large Bande. En février 2002, un premier rapport de régulation est publié, permettant en particulier la transmission de signaux sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz pour les communications sans fil, avec de fortes contraintes sur la densité spectrale de puissance [11].

I.1.3. Principales caractéristiques de l'ULB

Comme nous l'avons vu, la FCC permet d'ouvrir des bandes de fréquences en fonction des limites de puissance établies. Pour les systèmes de communication, la bande autorisée est de 3,1 à 10,6 GHz avec une utilisation limitée à l'intérieur des bâtiments (indoor) [3]. La bande passante du signal est définie entre les points maximums émis.

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

- Sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB)
- Sa bande passante relative est supérieure à 0.2 [1]:

La fréquence centrale f_c et la bande relative B_{frac} sont définies comme :

$$f_c = \frac{f_l + f_h}{2} \quad \text{et} \quad B_{frac} = 2 \cdot \frac{f_l - f_h}{f_l + f_h} = \frac{B_w}{f_c} > 0.2 \quad (1)$$

Avec f_l la limite inférieure correspondant à la fréquence basse, et f_h la limite supérieure correspondant à la fréquence haute.

L'information est généralement présentée sous forme binaire (numérique), où chaque bit peut être représenté par une ou plusieurs impulsions ULB. L'avantage de ce système est que la transmission de données peut atteindre des débits de l'ordre de quelque giga bits par second (Gbps) en raison de la très courte durée des impulsions. Cette caractéristique très importante peut être clairement démontrée avec le théorème de Shannon - Hartley (équation 1) où la capacité du canal C (bits/s) est proportionnelle à sa bande passante B (Hz) et dépend également de son rapport signal à bruit, S/B. D'après cette relation le facteur le plus important pour déterminer la capacité du canal est sa bande passante. Dans

le cas d'un RSB donné, un système ULB aura une capacité supérieure à celle d'un système à bande étroite [3].

$$C = B \cdot \log_2(1 - S / B) \tag{2}$$

De plus, l'avantage de sa large bande passante permet d'intégrer plusieurs fonctions autres que la transmission de données. La figure I.1 illustre la comparaison entre les systèmes radio conventionnels, qui modulent généralement un signal bande étroite sur une fréquence porteuse, les systèmes large bande, avec par exemple l'étalement de spectre, et les systèmes ultra large bande, qui présentent une très faible densité spectrale de puissance. À titre de comparaison, la largeur de bande des signaux UMTS est de 5 MHz [4].

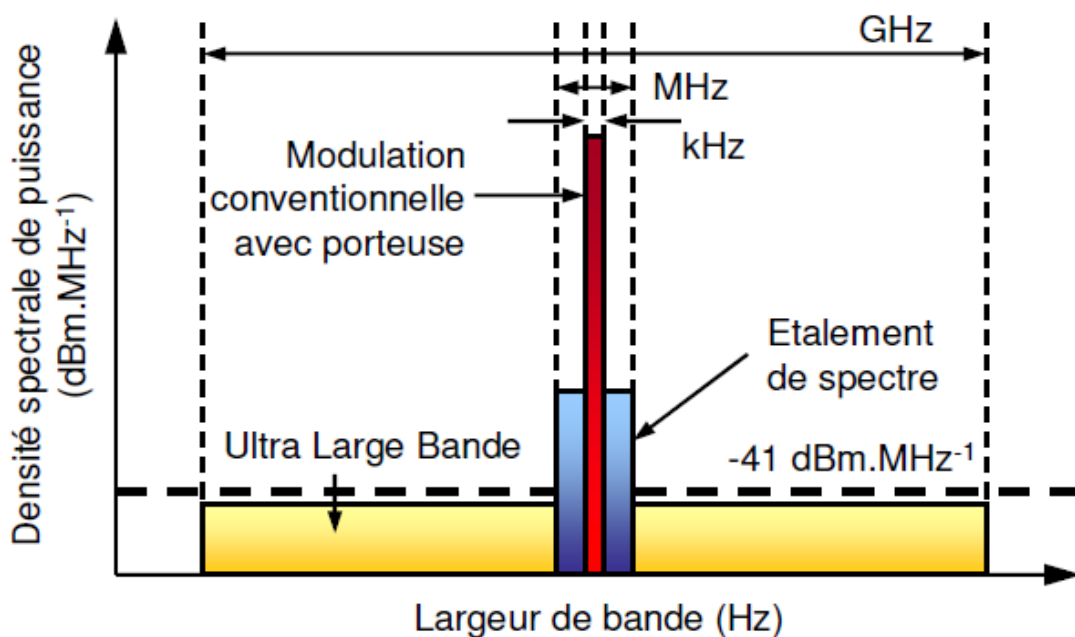


Figure. I.1. Comparaison des spectres fréquentiels pour différents types de systèmes radio.

Parmi les caractéristiques des signaux ULB, on peut encore citer la possibilité de réaliser des systèmes de communication et de localisation utilisant la même technologie. En mode impulsionnel, l'ULB présente un faible rapport cyclique permettant des modulations de type « saut temporel » et la gestion des usagers multiples. L'ULB semble donc un candidat prometteur pour les systèmes de localisation et de communications radio haut-débit à courte portée [4].

I.1.3. Applications UWB

Le monde des télécommunications fait face depuis quelques années à une demande croissante d'applications numériques sans fil, tant dans le milieu industriel qu'au sein du grand public [4]. À cette tendance vient s'ajouter aujourd'hui un besoin de plus en plus marqué pour une connectivité globale, l'information devant être disponible pour chacun, quel que soit le moment ou le lieu [12]. Cette demande croissante pour une connectivité sans fil se traduit par le développement de nombreux standards pour les systèmes de communication sans fil courte portée. On peut citer Bluetooth, la famille des standards WiFi (IEEE 802.11 a, b et g), Zigbee (IEEE 802.15.4) et la norme récente 802.15.3 (Figure I.2). Notons que la plupart de ces technologies pour réseaux locaux (Wireless Local Area Networks, WLAN) et personnels (Wireless Personal Area Networks, WPAN) utilisent des fréquences libres dans les bandes ISM et UNII, avec des largeurs de bande maximales de l'ordre de la dizaine de MHz [3], [4].

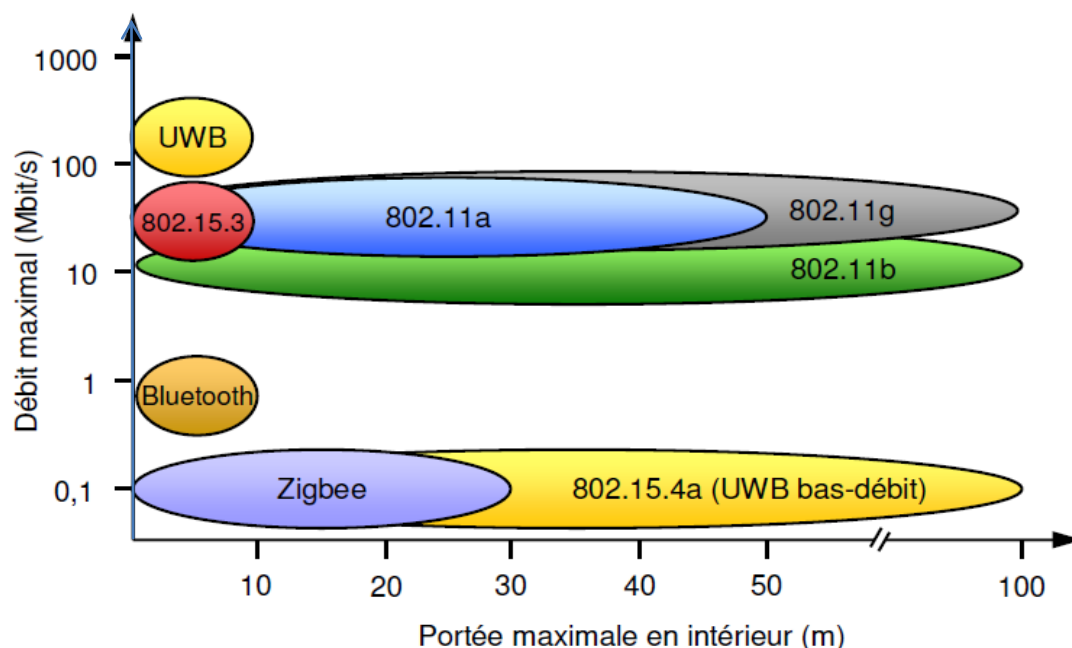


Figure. I.2. Les principaux standards WLAN / WPAN : débit et portée maximale.

La figure I.2 présente le positionnement de l'UWB par rapport aux principaux standards de WLAN / WPAN en termes de débit et de portée maximale. On remarque que contrairement aux normes WiFi, l'UWB se place dans le créneau des réseaux courte portée

WPAN. Son débit potentiel dépasse cependant les performances de toutes les normes WLAN et WPAN actuelles.

Les applications potentielles de la technologie radio UWB concernent donc deux niches techniques (Figure I.3) : les systèmes très haut débit courte portée (typiquement 200 Mbit/s jusqu'à 10 m), et les systèmes bas débit longue portée (typiquement 200 kbit/s à 100 m) [4].

D'autre part, les applications de l'UWB sont envisagées dans la domotique, où un grand nombre d'appareils capables de communiquer à une distance de plusieurs dizaines de mètres sont déployés dans un environnement de bureau ou résidentiel.

En général la technologie ULB est classée en trois grandes catégories : système d'imagerie radar, système radar de véhicule et systèmes de communication [3].

Le principe du radar ULB peut également être employé pour la détection de personnes, utile à la police ou aux secours pour retrouver des personnes cachées derrière des murs, ou emprisonnées dans des débris, des immeubles en flammes ou des avalanches. Une application en détection d'intrusion afin de sécuriser les habitations et aussi possible. Une dernière forme d'application radar est son utilisation pour éviter les collisions dans les domaines automobiles mais aussi d'aviation commerciale et civile [3]-[6]. Avec ces propriétés, le radar ULB a plusieurs avantages [6] :

- La brièveté des impulsions à fort contenu spectral permet de mesurer une réponse transitoire de la cible très riche en information et de dissocier les différents échos en réception. Cette particularité fait que cette technique est très robuste en présence de multi-trajets ;
- Le spectre large d'impulsions lui permet d'obtenir des résultats sur toute la bande à partir d'une mesure unique. Il lui procure aussi un fort pouvoir de détection puisqu'il couvre toute la bande ;
- La partie basse du spectre (cf gabarit FCC entre 0 et 1 GHz) favorise la pénétration de l'onde à travers des obstacles comme le sol, la végétation ou les murs.

Le plus grand nombre d'applications est attendu dans cette catégorie qui comprend les communications à courtes distances notamment les réseaux personnels sans fil et aussi les systèmes de mesure ou réseau de capteurs sans fil, dans cette catégorie les dispositifs ULB peuvent être utilisés dans les immeubles, dans les bureaux, les salles de réunion, de conférence, la diffusion de contenu multimédia numérique entre les appareils électroniques (téléviseurs, magnétoscopes numériques, audio CD / DVD et un lecteur MP3 et tous les endroits publics. : et c'est la partie qui nous intéresse le plus, elle n'est pas soumise à une licence, la bande qui lui est attribuée est de 3.1 à 10.6GHz [3].

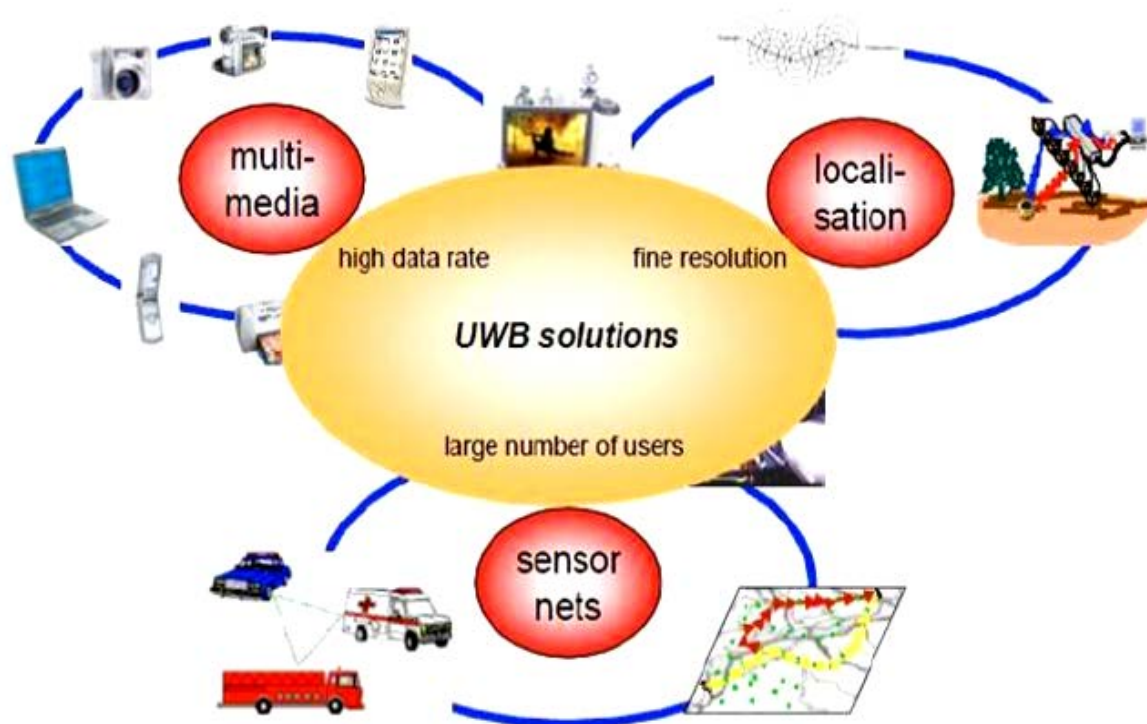


Figure. I.3. Illustration montrant les domaines dans lesquels l'ULB apporte des solutions intéressantes.

I.2. Les modulations Ultra Large Bande

Les signaux sont transmis sous forme de train d'impulsions. Une simple répétition de ces impulsions à intervalle de temps régulier et sans modulation ne contient aucune

information. Cependant, pour pouvoir établir une transmission de valeur, il faut coder ces trains d'impulsions. Aussi un même code est attribué à chaque utilisateur bénéficiant d'un canal et qui ne peut être détecté que par le récepteur respectant le même code. Ce canal est alors transparent à tout autre usager ou système de communications, aussi que le niveau permis est assez faible comparé aux autres systèmes de transmissions. En effet, les symboles sont composés d'une ou plusieurs trames [4].

I.2.1 La modulation PPM (Pulse Position Modulation)

La modulation par position d'impulsion à un principe simple : l'information est donnée selon la position de l'impulsion. C'est une modulation temporelle. Dans un segment de trame, un bit "0" pourra être représenté en émettant l'impulsion 150 ps "plus tôt" et un "1" 150 ps "plus tard".

La référence est donnée par deux paramètres; " T_c " longueur du signal et " δ " décalage de temps. La distribution d'énergie est uniforme, après un décalage temporel, le "0" et le "1" seront représentés par des impulsions de même amplitude et phase, à un Δt près. Se limitant à une modulation binaire, le débit sera très bas. C'est pourquoi l'on utilise des modulations dites M-aire ou chaque symbole est défini par plusieurs bits. Aussi le débit augmente [15].

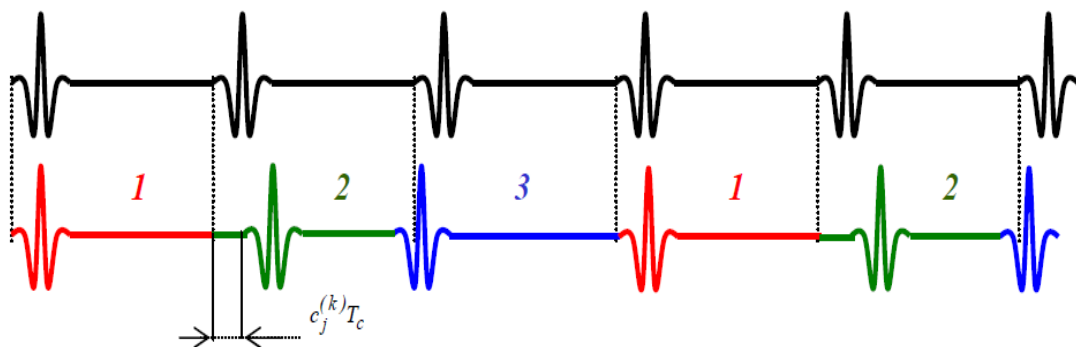


Figure. I.4. Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation PPM [15].

I.2.2 La modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation)

Un autre type de modulation qui est utilisé dans les systèmes ultra large bande est la modulation d'impulsion en amplitude. Ici, l'information est modulée suivant plusieurs niveaux possibles d'amplitude [6].

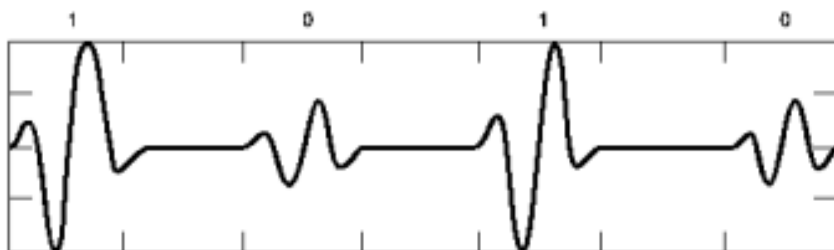


Figure I.5. Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation PAM [15].

I.2.3 La modulation OOK (On Off Keying)

Elle est considérée comme un cas particulier de la modulation PAM. Le "1" garde son amplitude alors que le "0" a un niveau nul. Aussi c'est la présence ou l'absence de l'impulsion qui définit le bit. Seulement une modulation binaire est donc possible [6].

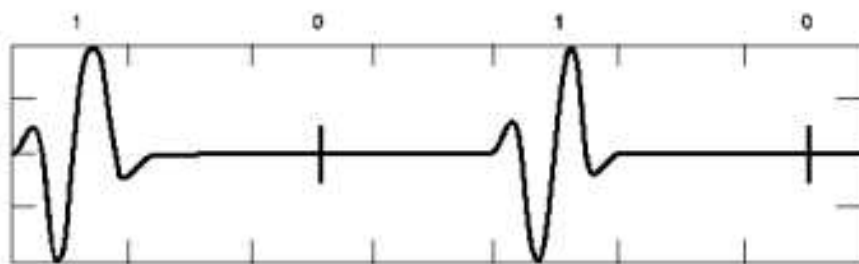


Figure I. 6. Modulation tout ou rien OOK.

I.2.4 La modulation BPSK (Bi-Phase Shift Keying)

Dans cette modulation, la phase de cette dernière caractérise la différence entre un "0" et un "1". On code alors la polarité des impulsions. La modulation peut être binaire ou M-aire. Le plus répandu est un déphasage de 0 degré pour un bit "0" transmis et un déphasage de 180 degrés pour un bit "1" transmis [4].

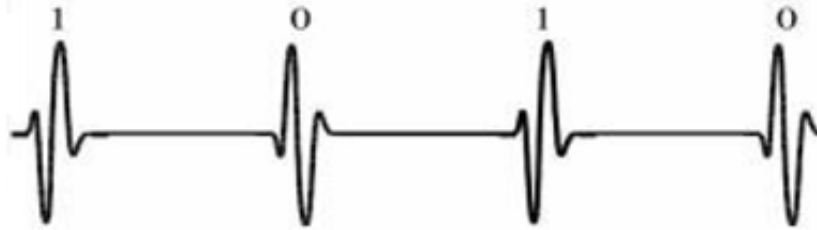


Figure I.7. Illustration de bits "0" et "1" avec une modulation BPSK [15].

I.3. Les antennes Ultra Large Bandes

Il existe différentes antennes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. On se contentera de présenter les structures les plus connues car les plus utilisées [1]. 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 [15].

I.4. Classification des antennes ULB

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

I.4.1. 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 [17].

A. Les antennes spirales

Ces antennes ont été décrites par Dyson en 1959 [18]. Il existe trois types de spirales: spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède.



Figure. I. 8. Antenne spirale logarithmique.

B. Antenne spirale conique

Cette antenne est une forme dérivée de la précédente [18]: En effet, il suffit, pour la réaliser, d'imprimer les spirales sur un cône en matériau diélectrique servant de support pour le dessin.

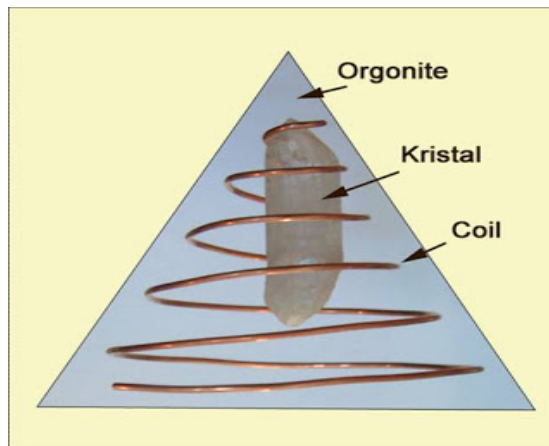


Figure. I. 9. Antenne spirale conique.

C. Antenne à spirale d'Archimède

Ce type d'antenne est plus utilisé que les antennes à spirale logarithmique car, à performance égale (même bande passante), cette structure est plus compacte que la spirale

logarithmique: L'étalement linéaire des brins de la spirale permet de faire plus de tours par unité de surface que l'antenne équiangulaire. Ses spécificités ressemblent beaucoup à celles des types d'antennes à spirales que l'on a vues précédemment. Sa bande passante est de plusieurs octaves et est limitée par les rayons externes de la spirale, sa polarisation est circulaire et son diagramme de rayonnement bidirectionnel [18].

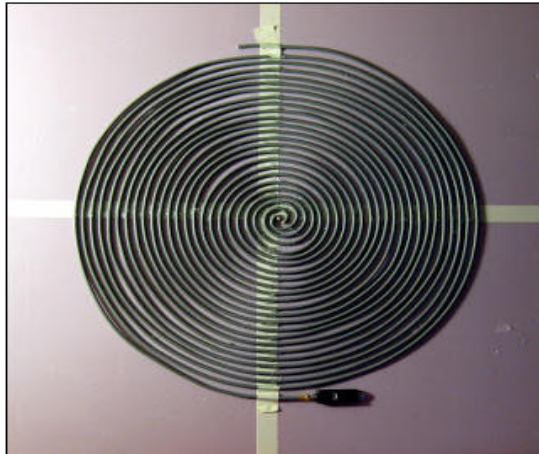


Figure. I. 10. Antenne spirale d'Archimède.

I.4.2. 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.

A. Antenne biconique

Les antennes biconiques ont été imaginées en 1943 par Schelkunoff [19]. Le concept de l'antenne biconique est basé sur le fait qu'un dipôle construit à l'aide d'un fil épais offre une bande passante plus grande que s'il est construit avec un fil fin. Ce concept peut être étendu pour obtenir une bande passante encore plus importante en utilisant des conducteurs évasés. On forme ainsi la structure biconique montrée sur la Figure I.11. L'antenne biconique peut être analysée comme si la ligne de transmission biconique de l'antenne était évasée jusqu'à l'infini. L'antenne biconique infinie agit comme un guide pour une onde sphérique. On peut montrer qu'il n'existe qu'un seul mode TEM pour une antenne biconique infinie.



Figure. I. 11. Antenne biconique infinie.

B. Antenne discone

Une autre dérivation de l'antenne biconique infinie est l'antenne discone [20]. Cette antenne est formée d'un cône et d'un plan de masse qui peut être circulaire ou rectangulaire qui remplace le second cône de l'antenne biconique. Une représentation graphique est présentée à la figure I.12.



Figure. I. 12. Antenne discone.

C. Dipôles / monopoles électriques ultra large bande

Une autre catégorie d'antennes large bande est constituée par les monopoles plans ou dipôles. De nombreuses études ont été menées sur ce type d'antenne [21] et différentes formes ont été conçues: carrée, circulaire, triangulaire ou elliptique. Toutes ces antennes présentent de nombreuses caractéristiques communes: une bande passante importante, une

polarisation linéaire et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal. L'utilisation d'un plan de masse perpendiculaire à l'élément rayonnant présente un inconvénient majeur pour l'utilisation d'une telle antenne. En effet, la zone de l'alimentation du monopole est relativement fine, ce qui entraîne une certaine fragilité de l'antenne. En outre, pour une application commerciale, il est préférable de rendre planaire un monopole plan, c'est à dire d'utiliser un plan parallèle à la structure.

D. Antenne planaire

Les antennes ULB planaires imprimées sur les diélectriques sont plus pratiques à mettre en œuvre que les antennes monopoles planaires. Elles possèdent les mêmes paramètres géométriques ainsi les différents formes géométriques peuvent être trouvées dans les deux configurations.

Grace à leurs encombrements, les antennes monopoles planaires peuvent être facilement intégrées dans des circuits RF ainsi que des dispositifs ULB. La figure I.13 montre des dessins typiques [22]-[23].

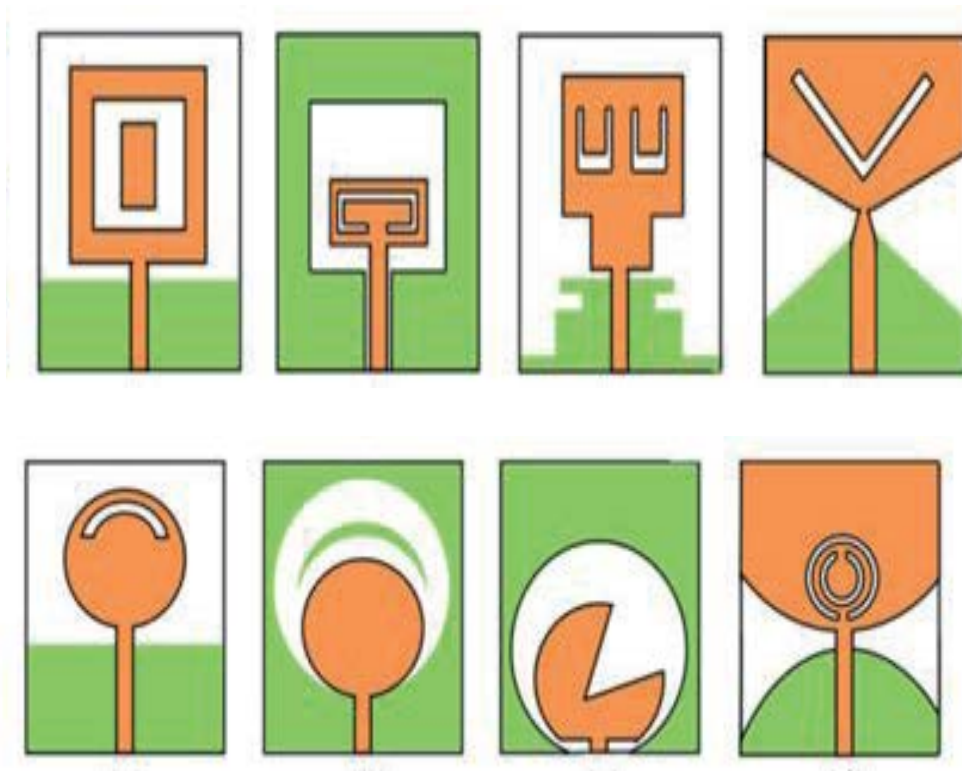


Figure. I. 13. Quelques géométries d'antennes planaires.

I.4.3. 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.

Le principal profil d'antenne Vivaldi présenté dans la figure I.14 :

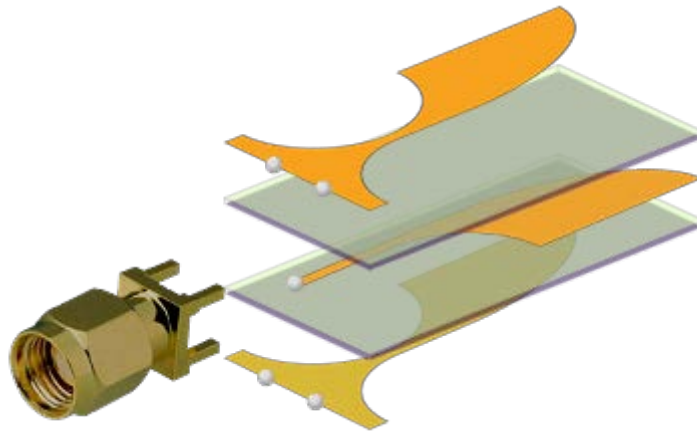


Figure. I. 14. Antenne Vivaldi.

I.5. 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 [17].

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% [17].

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 [17].

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 [17].

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 [24], puis de décaler l'alimentation [25], puis d'utiliser des encoches [26]-[28], puis enfin la technique de l'évasement symétrique [18]. Le même effet physique (ajout des modes supplémentaires à la structure) est à la base de toutes ces techniques.

I.6. Avantages et inconvénients de l'Ultra Large Bande

- Débit important pour un Wireless Local Area Network (WLAN),
- Bonne capacité de pénétration dans les murs et obstacles,
- Précision temporelle élevée,
- Possibilité d'une architecture commune pour les applications de communications, de localisation et de radar,
- Réduction des évanouissements causés par les trajets multiples,
- Consommation électrique maîtrisable,
- Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette technique de communication c'est l'existence d'interférences, car les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes [18].

I.7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a présenté quelques aspects de la technologie ULB et rappelant tout d'abord, un bref historique sur l'origine de l'ULB pour situer ce travail dans son contexte historique. Les caractéristiques propres à l'ULB comme son occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution qui ont permis de placer l'ULB comme un système avec de forts potentiels qui pousse les communautés académiques et industrielles à entrevoir plusieurs applications pour cette technologie, les travaux de réglementation qui ont donné lieu à de multiples masques. Nous avons présentés aussi quelques définitions sur les antennes ULB, ainsi les différentes techniques d'élargissement de la bande passante.

I.8. Références bibliographique

- [1] A. Claire Lepage. "Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles: applications à la conception d'antennes compactes intégrées dans un système de communication ultra-large- bande. ", *Thèse de Doctorat. Télécom ParisTech*, France, 2005.
- [2] N. Fortino. "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionsnels. *Thèse de Doctorat. Université Nice Sophia Antipolis*, France, 2006.
- [3] N. Sahnoun, A. Benghalia, and T. A. Denidni, "Analyse et réalisation d'antennes patch microbande montées sur substrat de formes cylindriques," *Thèse de Doctorat, Université de Constantine 1*, Algérie, 2017.

- [4] P. Pagani. "Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande". *Thèse de doctorat. INSA de Rennes, France, 2005.*
- [5] C. L. Bennett et G. F. Ross, " Time-domain electromagnetics and its application ", *IEEE Proceedings*, vol. 66, no 3, pages 299–318, mars 1978.
- [6] J. D. Taylor, "Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems", *Boca Raton : CRC Press, 1995.*
- [7] T. W. Barret, "History of ultrawideband (UWB) radar & communications : pioneers and innovators ", *Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, USA, juillet 2000.*
- [8] C. FOWLER, J. ENTZMINGER, et J. O. CORUM, " Assessment of ultra wideband (UWB) technology ", *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 5, no 11, pages 45–49, novembre 1990.
- [9] R. A. SCHOLTZ et M. Z. WIN, " Impulse radio », in *Wireless communications : TDMA vs. CDMA " , (S. GLISIC et P. A. LEPPÄNEN, eds.), Norwell : Kluwer, 1997.*
- [10] J. FOERSTER et Q. LI, " UWB channel modeling contribution from Intel ", *Document technique IEEE 802.15-02/287, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juillet, 2003.*
- [11] FCC, " First report and order, revision of Part 15 of the Commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems ", *Document technique ET Docket 98-153, FCC, avril 2002.*
- [12] D. PORCINO et W. HIRT, " Ultra-wideband radio technology : potential and challenges ahead ", *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no 7, pages 66–74, juillet 2003.
- [13] P. PAGANI et P. PAJUSCO, " On the fading properties of a UWB link in a dynamic environment ", in *Ultra Wide Band Short Pulse Electromagnetics 7 (F. SABATH, éd.), New York : Kluwer Academic / Plenum, à paraître en 2005.*
- [14] G. SCHIAVONE, R. PALANIAPPAN, et P. WAHID, " Study of ultra-wide band signal propagation in urban environments ", in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Antonio, TX, USA, vol. 3, pages 346–349, juin 2002.*
- [15] X Gu, L. Taylor, "Ultra wideband and its capabilities", *journal BT technology*, Vol. 21, No. 3, pp. 56-66, 2003.
- [16] H. Ouniss, " Conception et caractérisation d'antennes imprimées Ultra-Large-Bande," *Mémoire de Master, Université Batna 2, Algérie, 2017.*
- [17] A. Kamil, "Conception d’une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz)," *Maitre ès sciences, Université du Québec, 2011.*
- [18] R. Kebbab, " Conception d’antennes ultra large bande en technologie imprimée", *Mémoire de Magister, Université de Tlemcen, 2010.*
- [19] C.A Balanis, "Antenna Theory analysis and design", Second Edition, Chapter Wiley.
- [20] N. P. Agrawall, G. Kumar, K.P. Ray, "New wideband monopole antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1, pp. 248-251, July 1997.*

- [21] X. Qing, Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, "UWB characteristics of disc cone antenna", *IEEE international Workshop on antenna technology*, pp. 91-100, March 2005.
- [22] B. Allen, " Ultra Wide band Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging ",2007
- [23] J. A. N. Noronha et al, " Designing antennas for UWB systems "microwaves and RF, June 2003.
- [24] M. J. Ammann, L. E. Doyle, "Small Planar Monopole covers Multiband BRANs", *European Microwave Conference*, pp. 1-4, October 2000.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] 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.
- [28] 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.

Chapitre II

Généralités sur les antennes planaires

II.1. Introduction

Les communications hertziennes, les télécommunications spatiales et les radars utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs [1]. Ce sont des dispositifs performants qui possèdent un bon rendement, une grande pureté de polarisation et une large bande de fréquences [2]. Dans le cas des applications mobiles, leur poids et leur encombrement deviennent deux inconvénients majeurs [3]. Bien avant d'être appliquée aux antennes planaires, dans les années soixante, la technologie dite de circuit imprimé avait été largement mise à contribution notamment dans le domaine de l'électronique. Cette technologie est actuellement appliquée aux antennes planaires (ou antennes imprimées) [1,3].

Dans ce chapitre, nous allons rappeler quelques définitions et historiques des antennes planaires, ainsi que la technologie de ces antennes. Nous définirons les antennes plaquées et nous donnerons leurs caractéristiques, leurs domaines d'utilisation, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Nous examinerons ensuite les types et les endroits de l'alimentation qui jouent un rôle important dans l'étude du couplage. Enfin, nous allons présenter quelques méthodes d'analyse.

II.1.1. Définition

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique, ou inversement de convertir l'énergie électromagnétique en énergie électrique. Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur [1].

II.2. Caractéristiques des antennes imprimées

II.2.1. Description de l'antenne imprimée

Une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne de

transmission et une onde rayonnée dans l'espace [4]. Une antenne Patch, microbande ou aussi appelé microruban, et dans sa structure de base ; est un élément rayonnant métalliser de forme quelconque, imprimé sur une face d'un substrat diélectrique caractérisé par sa permittivité diélectrique, l'autre face du substrat est aussi métalliser et elle jeux le rôle d'un plan de masse de l'antenne (Figure II.1).

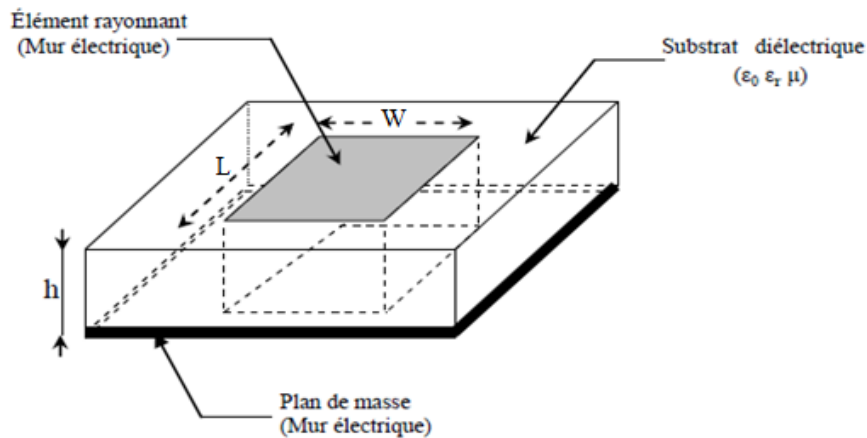


Figure. II.1. Structure d'une antenne microbande.

II.2.2. Forme des antennes imprimées

Le rayonnement de l'antenne imprimée provient des effets de bord, qu'on cherche toujours à maximiser. Pour ce faire, il convient de prendre un substrat le plus épais possible tout en restant bien inférieur à la longueur d'onde (normalement $0.003\lambda < h < 0.05\lambda$) ; avec une constante diélectrique faible [5]. Diverses formes peuvent être utilisés comme un élément rayonnant pour une antenne microbande ; la (Figure II.2) montre les plus souvent utilisés à cause de leurs facilités de réalisation et d'étude. Cependant il existe d'autres formes plus complexes telles que les géométries fractales.

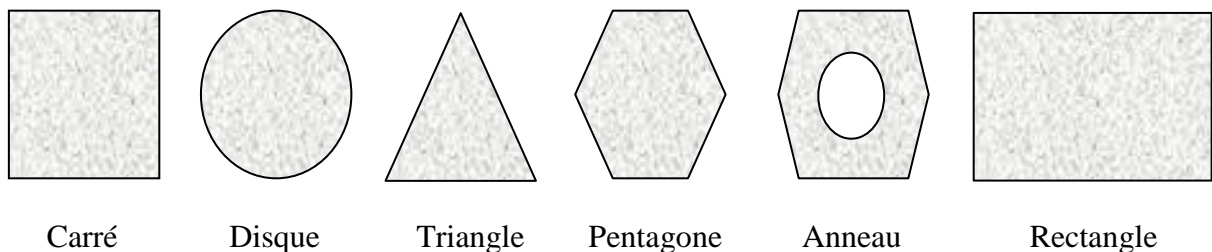


Figure II.2. Divers forme d'élément rayonnant.

II.2.3. Substrat diélectrique

La couche intermédiaire est le substrat diélectrique, son importance réside dans son influence directe sur la fréquence de résonance, la bande passante, et par conséquent le rayonnement de l'antenne, car une bonne partie des ondes susceptibles de se propager est retournée dans ce dernier, il s'agit des ondes guidées. La sélection du matériau du substrat est basée sur les caractéristiques désirées de ce dernier pour des performances optimales selon la spécification et les classes des fréquences.

Les substrats doivent être de permittivité relative faible ($\epsilon_r \leq 3$) de façon à permettre le rayonnement, et éviter le confinement des champs. La classe des valeurs de la constante diélectrique du substrat s'étale de 2.2 à 12 pour opérer aux fréquences allant de 1 à 100GHZ, et les matériaux les plus couramment utilisés sont des composites à base de téflon

($2 \leq \epsilon_r \leq 3$, *Et*, $\text{tg } \delta \approx 10^{-3}$), du polypropylène ($\epsilon_r = 2.18$, *et*, $\text{tg } \delta = 3.10^{-4}$), ainsi que des mousses synthétiques contenant beaucoup de minuscules poches d'air ($\epsilon_r = 10.3$, *et*, $\text{tg } \delta \approx 10^{-3}$). Actuellement les cristaux photoniques sont les plus favorisés pour les antennes imprimées et même pour d'autres applications en microondes, plusieurs travaux ont été menés et publiés [6].

II.2.3.1. Matériaux diélectriques utilisés

Le substrat joue un rôle double dans la technologie microruban. Il est à la fois un matériau diélectrique, où viennent se graver les circuits, et une pièce mécanique, car il supporte la structure.

Cela implique des exigences à la fois sur le plan mécanique et électrique, parfois difficiles à concilier. D'épaisseur généralement faible devant la longueur d'onde de fonctionnement ($h \ll \lambda_0$), le substrat diélectrique affecte le comportement et les performances électromagnétiques de l'antenne.

On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ($\tan \delta < 10^{-3}$) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ($\epsilon_r < 3$) qui améliorent le rayonnement tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une épaisseur donnée [6].

- Les matériaux utilisés sont :
- Les matériaux céramiques ;
 - Les matériaux semi-conducteurs ;
 - Les matériaux ferromagnétiques ;
 - Les matériaux synthétiques, etc....

II.2.3.2. Critères de choix du substrat

Les substrats possèdent aussi des qualités en tant que métaux, leurs propriétés électromagnétiques sont caractérisées essentiellement par trois grandeurs physiques: la conductivité, la constante diélectrique relative et l'angle de perte. Les substrats exploités dans la conception des antennes microruban sont nombreux et doivent être compatibles avec le matériau de patch.

La conception des antennes microruban dans le domaine des ondes millimétriques est guidée par.

- Les critères suivants, pour le choix du substrat[7]-[11]:
- Possibilité d'excitation par onde de surface ;
 - Effets de la constante et de la tangente de perte diélectrique sur la dispersion;
 - Importance des pertes par diélectrique et par conducteur ;
 - Effets de l'environnement tels que la température, l'humidité, ... ;
 - Conditions mécaniques: Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques, conserver sa forme originale. Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus parfait possible;
 - Coût de fabrication [11].

II.3. Principe de fonctionnement

Pour comprendre comment fonctionne une antenne microbande, considérons la coupe donnée dans la Figure 11.3. Au point *a* du conducteur supérieur, on a déposé une source ponctuelle (densité de courant de surface), qui rayonne dans toutes les directions [12]. Une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains des rayons aboutissent sur l'arête du

conducteur (point b), qui les diffracte. Cette figure peut être divisée en trois régions distinctes [13] :

Région A (Ondes guidées) : dans le substrat, entre les deux plans conducteurs, les rayons sont le plus concentrés. Le champ électromagnétique s'accumule dans cette région de l'espace. Cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne microruban.

Région B (Ondes rayonnées) : Dans l'air, au-dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Comme les courants de surface circulent surtout sur la face inférieure du conducteur supérieur (côté diélectrique), le rayonnement paraît surtout être émis par le voisinage immédiat des arêtes. Certains modèles simplifiés mettent à profit cette constatation : ils considèrent le rayonnement d'un ensemble de fentes fictives, situées sur le pourtour de l'antenne.

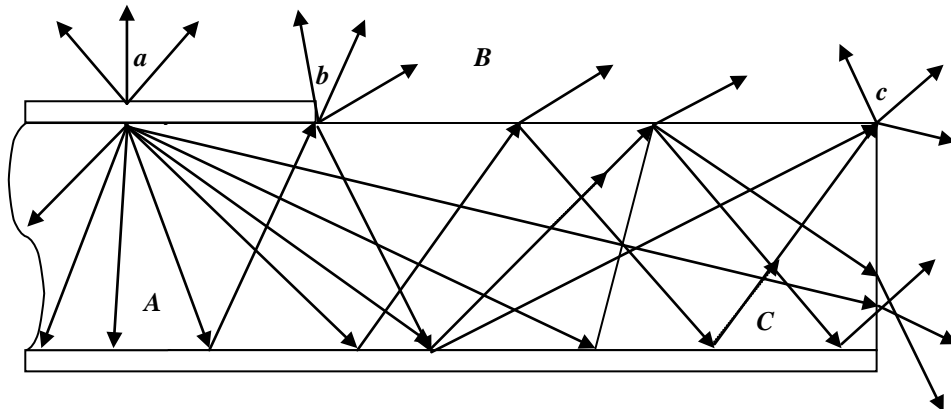


Figure.II.3. Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe). La figure montre l'existence de trois régions distinctes.

Région C (Ondes de surface) : Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante, et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il s'agit du mécanisme de la réflexion totale, dont font usage les fibres optiques. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (point c), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite. Dans le cas d'une

antenne en réseau, l'onde de surface crée un couplage entre les éléments du réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être perturbé par la présence d'ondes de surface, notamment au niveau des lobes secondaires. On pourrait en principe faire usage des ondes de surface pour alimenter les éléments d'un réseau [12]. On peut associer des plages de fréquence aux trois régions précédentes :

Plage de fréquence A : En basse fréquence, les champs restent surtout concentrés dans la région A. Il y a alors propagation sans rayonnement. La structure qui en résulte est une ligne de transmission ou un des éléments dérivés.

Plage de fréquence B : A plus haute fréquence, le rayonnement dans l'air devient significatif et la structure se comporte comme une antenne. Il reste néanmoins une importante concentration des champs entre les deux conducteurs (énergie réactive emmagasinée dans la zone du champ proche). Comme les diélectriques présentent toujours certaines pertes, il en résulte une absorption du signal. Le rendement d'une antenne microruban reste de ce fait assez modeste.

Plage de fréquence C : Bien qu'une onde de surface puisse en principe se propager quelle que soit la fréquence du signal, c'est surtout au-dessus d'une certaine fréquence limite que ces ondes jouent un rôle significatif. La structure devient alors un lanceur d'ondes de surface. Elle ne peut plus guère être utilisée comme antenne, à moins que l'on ne dispose d'une transition adéquate, qui effectue le passage d'une onde de surface à une onde rayonnée [12]. Lors de la conception d'une antenne microruban, les dimensions et les propriétés du substrat doivent être choisies avec soins, afin d'assurer que le fonctionnement à la fréquence du signal se situera bien dans la deuxième plage de fréquence (**B**, rayonnement) [13]. Il faut encore noter que ces trois plages ne sont pas séparées par des cloisons nettes, mais plutôt qu'il y a des transitions graduelles entre-elle. Le choix des dimensions résulte par conséquent d'un compromis, qui tient compte de la quantité d'effets parasites pouvant être tolérée. Un paramètre jouant un rôle crucial est l'épaisseur du substrat. Un substrat très mince a tendance à concentrer les champs dans le diélectrique, ce qui réduit le rendement [12]. On peut l'améliorer en prenant un substrat plus épais. Malheureusement, cela augmente aussi la probabilité d'exciter des ondes de surface.

II.4. Techniques d'excitation

L'alimentation des antennes microbandes, repose essentiellement sur deux classes d'excitation ; excitation avec contact et excitation sans contact. Dans les méthodes d'excitation avec contact, la puissance est acheminée aux patchs rayonnants en utilisant un élément de contact tels le câble coaxial et la ligne microbande. Dans la deuxième classe d'excitation, le couplage électromagnétique est utilisé pour transmettre la puissance de la ligne microbande au patch rayonnant. Les quatre techniques d'alimentation les plus utilisées sont la ligne microbande, sonde coaxiale, couplage par fente et couplage de proximité [14]-[18].

II.4.1. Excitation avec contact

II.4.1.1. Sonde coaxiale

Le câble de la sonde coaxiale traverse le plan de masse et le substrat. Le conducteur central est connecté sur l'élément rayonnant, et le conducteur extérieur est connecté au plan de masse [15] comme monter dans la figure II.4. Cette alimentation est très utilisée avec les patchs de formes circulaire et annulaire.

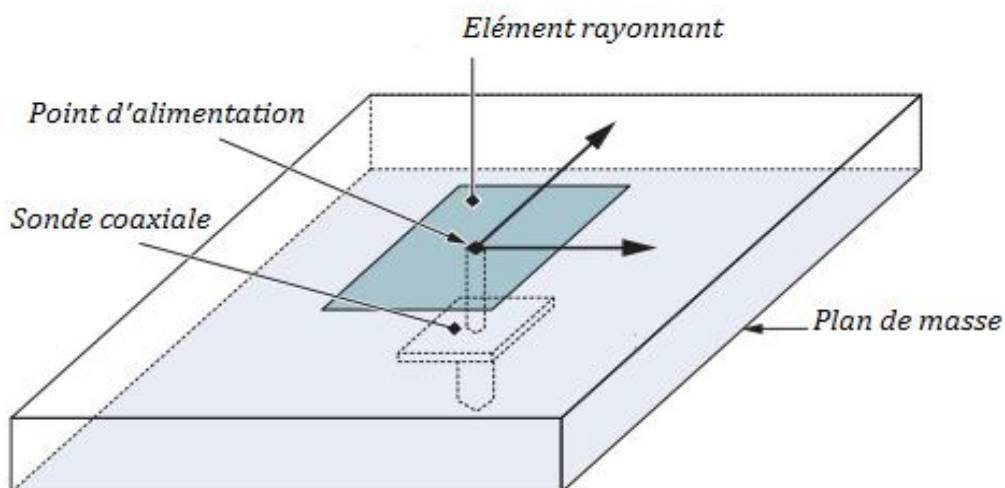


Figure. II.4. Alimentation du patch par un câble coaxial.

II.4.1.2. Ligne microbande

L'excitation faite par une ligne microbande de largeur plus petite par rapport au patch, cette ligne est gravée avec le patch en même temps, figure II.5. Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [14].

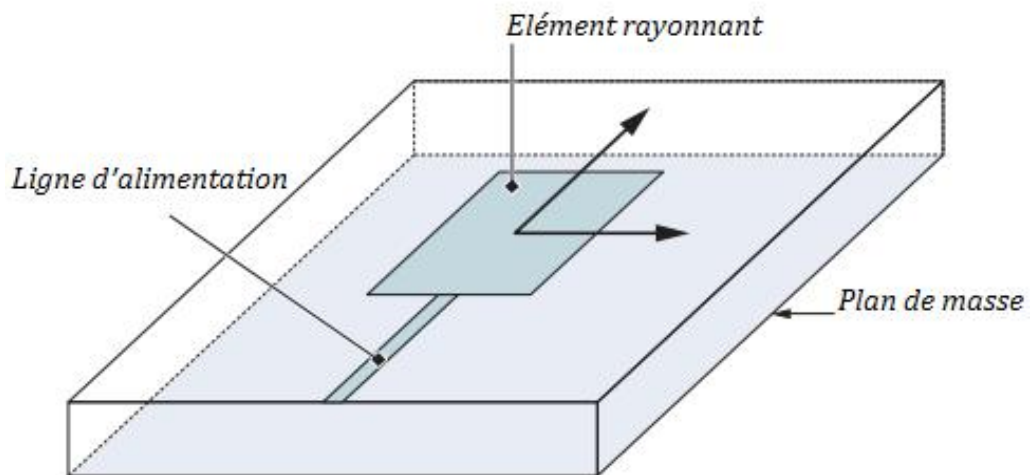


Figure. II.5. Alimentation du patch par une ligne microbande.

L'alimentation peut se faire par la connexion directe à une ligne microbande (Figure. II.5), dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie, si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats [15]. Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes.

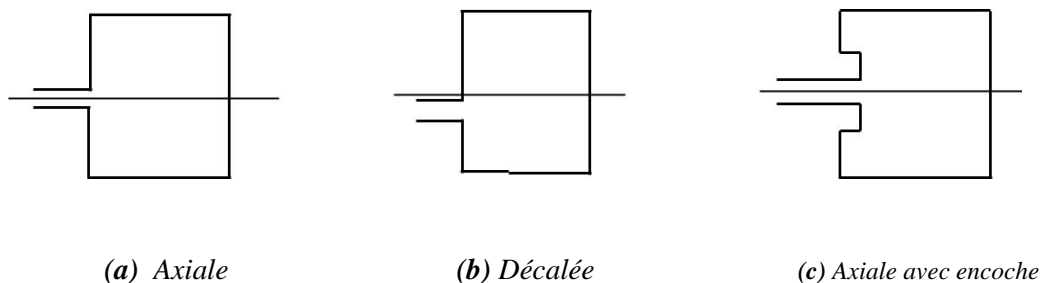


Figure. II.6. Alimentation par une ligne microbande axiale(a), décalée (b) et avec encoche(c).

II.4.2. Alimentation sans contact (par proximité)

II.4.2.1. Ligne microbande

Il y a deux substrats diélectriques de permittivité ϵ_{r1} , ϵ_{r2} de hauteurs respectivement h_1 et h_2 , (Figure. II. 7). La ligne d'alimentation se trouve entre les deux substrats diélectriques (en sandwich), le patch à la façade supérieure du substrat supérieur et le plan de masse à la façade inférieure du substrat inférieur; le couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch. Il y a d'autre possibilité de ce type d'alimentation où le patch rayonnant et la ligne microbande d'alimentation sont séparés par le plan de masse, le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une ouverture dans le plan de masse.

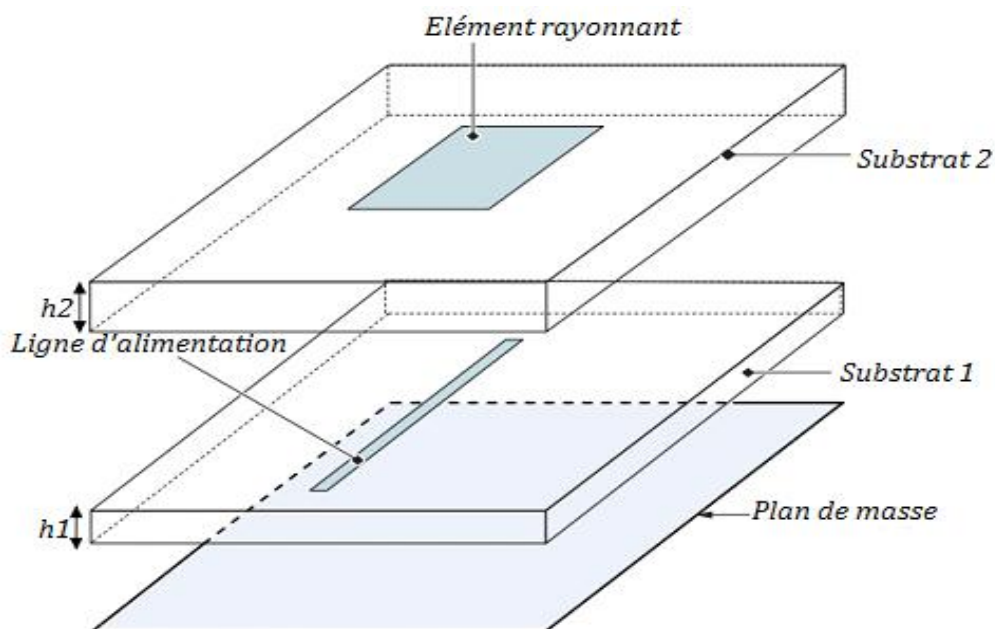


Figure. II.7. Alimentation du patch par une ligne microbande en sandwich, couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch.

II.4.2.2. Guide d'onde coplanaire

L'élément rayonnant se trouve sur la face supérieure du substrat de fente rayonnante. La ligne d'alimentation et le plan de masse se trouvent à la même façade inférieure du substrat, (figure. II.8).

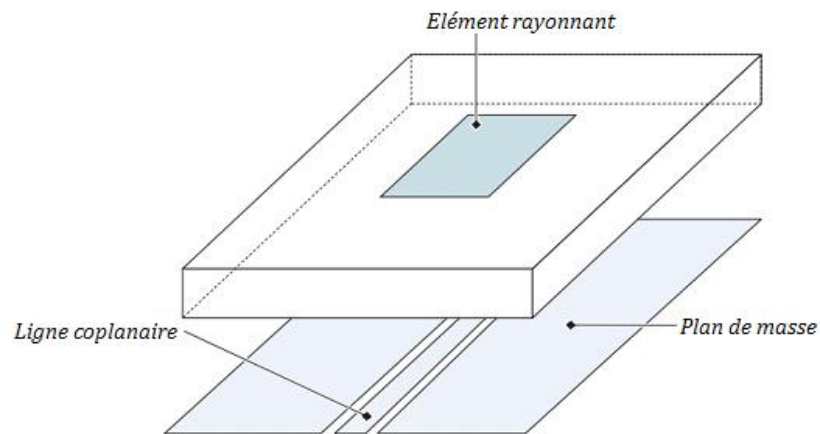


Figure.II.8. Alimentation du patch par un guide d'onde coplanaire.

II.4.2.3. Couplage par fente

Une ligne est disposée au-dessus du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous le patch afin que l'énergie amenée par la ligne soit communiquée à l'antenne, figure. II.9.

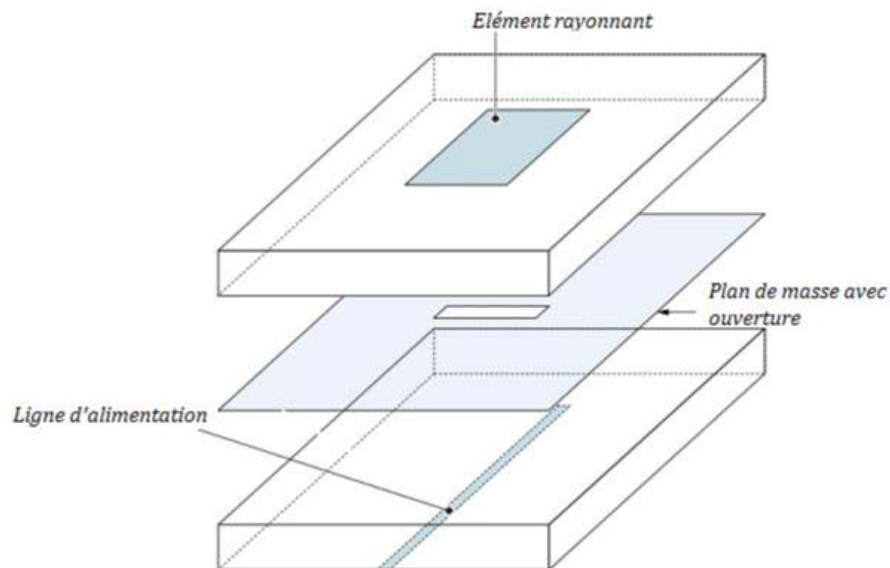


Figure. II.9. Alimentation du patch par le couplage par fente.

II.5. Méthodes d'analyse des antennes imprimées

Plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées, allant des modèles analytiques simples jusqu'aux méthodes numériques rigoureuses.

II.5.1. Les Méthodes Analytiques

Elles prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. En premier lieu parmi ces méthodes, on peut citer quelques-unes :

II.5.1.1. Le modèle de la ligne de transmission

La méthode des lignes (**Method of Lines**) est une méthode semi-analytique procédant à une discrétisation partielle des opérateurs différentiels de l'équation de Helmholtz dans l'espace. Deux des trois dimensions dans l'opérateur sont discrétisées, autorisant la résolution analytique, une fois découplée, des équations différentielles ordinaires.

Cette technique semi-analytique implique habituellement les trois étapes de base suivantes [5], [12]:

- Division de la région de résolution en couches,
- Discrétisation de l'équation différentielle dans une direction,
- Résolution des équations.

II.5.1.2. La modèle de la cavité simple

Le modèle de la cavité simple est quant à lui plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps plus complexe. Cependant il donne une bonne interprétation physique, mais approche aussi difficilement le couplage bien qu'il donne de bons résultats. La structure peut être assimilée à une cavité limitée en haut par une plaque conductrice, en bas par un plan de masse et entourée par une surface latérale, ainsi la conception est faite de telle sorte à confiner les champs sous la plaque conductrice [12].

II.5.2. Les Méthodes Rigoureuses

Lorsqu'elles sont appliquées correctement, le modèle électromagnétique est très précis, très souple et traite les éléments isolés aussi bien que les réseaux finis et infinis, les réseaux empilés, les formes arbitraires et le couplage [12]. Cependant c'est le modèle le plus complexe. Les méthodes rigoureuses sont des méthodes d'analyse numériques qui sont les plus utilisées récemment. Parmi ces derniers, on a :

- ✓ La méthode aux différences finies;
- ✓ La méthode des éléments finis;
- ✓ Le système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la méthode de moments;
- ✓ La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de fourrier de la méthode de l'équation d'intégrale.

II.5.2.1. Méthode des Différences Finies (FDM)

La méthode des différences finies (**F**inite**D**ifference**M**ethod) est la méthode numérique la plus anciennement utilisée pour résoudre des problèmes électromagnétiques. Elle consiste à diviser le volume de l'espace où la solution est cherchée en un réseau de points espacés régulièrement pour constituer un maillage. La solution du problème est ensuite calculée en chaque point du maillage. L'approximation réside dans le remplacement de chaque dérivée de l'équation de Maxwell par une expression aux différences finies (à partir du théorème de Taylor) exprimant la valeur de l'inconnue en un point en fonction de sa valeur aux points voisins[19].

Les dérivées de l'inconnue f en fonction des variables spatiale x et temporelle t dans les cas de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) peuvent s'approcher par :

$$\frac{\partial f}{\partial x} \rightarrow \frac{f(x + \Delta x/2, t) - f(x - \Delta x/2, t)}{\Delta x} \quad (\text{II.1})$$

$$\frac{\partial f}{\partial t} \rightarrow \frac{f(x, t + \Delta t/2) - f(x, t - \Delta t/2)}{\Delta t} \quad (\text{II.2})$$

Le problème est ainsi discrétisé en un système d'équations que l'on peut résoudre numériquement. La résolution d'un problème par la méthode des différences finies implique trois étapes :

- ✓ Division de la région sous la forme d'une grille (maillage).
- ✓ Approximation de l'équation de Maxwell par différences finies en reliant les variables aux points voisins.
- ✓ Résolution des équations aux différences finies par rapport aux conditions aux frontières.

Le succès considérable de cette méthode largement répandue et qui joue toujours un rôle important dans l'analyse numérique, tient au fait de sa simplicité, notamment, pour la conception du maillage, et la vitesse de résolution du système d'équations qui en découle. La difficulté majeure de cette méthode tient à la régularité nécessaire du maillage qui impose une topologie fixée et conduit à d'importantes difficultés lorsque les dispositifs ont des géométries complexes. Différentes méthodes ont été proposées pour repousser ces contraintes [20]-[23], mais souvent au détriment de la stabilité du calcul.

Une autre limitation intervient, pour améliorer la précision de l'approximation, lorsque l'on souhaite introduire un ordre supplémentaire dans les termes du développement en série de Taylor qui apporte de sérieuses complications. Toutes ces difficultés sont en fait surmontées par l'approche des éléments finis.

II.5.2.2. Méthode des Eléments Finis (FEM)

La méthode des éléments finis (**FiniteElementMethod**) est comparable à la méthode des différences finies, puisqu'il est également question de morceler l'espace qui nous intéresse et de résoudre un système d'équations linéaires. Tout d'abord, avec la FEM, le domaine est discrétisé en éléments (finis) de dimensions variables [21], [23].

On s'affranchit ainsi d'un maillage régulier, ce qui facilite la simulation de dispositifs aux géométries complexes sur des échelles étendues. Une difficulté liée à la FDM est la résolution plus complexe du problème si l'amélioration de la précision des calculs passe par l'inclusion de termes de plus haut degré dans l'expression des différences finies.

Dans l'approche par éléments finis, on suppose que la variable inconnue Φ obéit à une relation du type :

$$\Phi = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 y + \alpha_{12} xy + \alpha_{11} x^2 + \dots \quad (\text{II.3})$$

Où les α_0 sont des constantes et x, y les coordonnées spatiales en 2-D. Comme la solution doit être continue d'un élément à l'autre, il est commode d'exprimer l'inconnue en fonction de sa valeur aux nœuds d'un élément par interpolation :

$$\Phi = N_1 \Phi_1 + N_2 \Phi_2 + N_3 \Phi_3 \quad (\text{II.4})$$

Où les N_i sont des fonctions des coordonnées spatiales facilement évaluées pour des formes simples (triangle, quadrilatère en 2D et tétraèdres, hexaèdres en 3D). Par ce moyen, le concept des éléments finis offre une méthode simple et pratique d'augmenter la précision de l'approximation [23].

La résolution d'un problème par la méthode des éléments finis implique 4 étapes :

- Discrétisation en éléments finis de la région de résolution,
- Discrétisation des équations pour chaque élément,
- Assemblage de tous les éléments dans la région de résolution,
- Résolution du système d'équations.

II.5.2.3. Méthode des moments

La méthode des moments (**Method of Moments**) est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur. La méthode des moments est adoptée pour l'analyse des antennes micro-ruban dont les inconnues sont les constantes sur la plaque de l'antenne. L'idée de cette méthode est de développer la densité de courants surfaciques. La procédure de *Galerkin* est aussi utilisée pour discrétiser l'équation intégrale pour la ramener à un système linéaire d'équation algébrique qui lie la transformation de Fourier du champ et du courant dans le ruban conducteur. Pour résoudre l'équation intégrale on utilise la méthode des moments (procédure de Galerkin), la convergence numérique utilise des fonctions de base sinusoïdales (fonction d'essai), en tenant compte des conditions aux limites sur l'élément rayonnant, les courants électriques inconnus, les fréquences de

résonances complexes seront déterminés, on dit à ce moment que l'équation caractéristique du système linéaire est résolue, les autres caractéristiques de l'antenne seront directement obtenues [23].

II.5.2.4. Méthode d'analyse spectrale

La méthode de *Full-Waveanalysis*, ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE), dans le domaine spectral. Ce qui consiste à :

- L'application des transformés de Fourier sur le champ électrique qui tient compte du rayonnement et de l'effet des ondes de surface.
- La détermination d'une relation linéaire entre les composantes tangentielles du champ et courant électrique sur le patch sous forme de tenseur de Green, qui peut être déterminé par différentes techniques.
- L'introduction des fonctions de Green tensorielles qui seront pour inverser l'opérateur différentiel associé à une grandeur vectoriel (équation d'onde du champ électromagnétique) et scalaire (équation de poisson pour le potentiel).

La méthode d'analyse spectrale est d'actualité, on permet donc de réduire le problème vectoriel tridimensionnel en un problème bidimensionnel. Elle n'est pas limitée par les conditions classiques telles que la faible épaisseur du substrat et un constant diélectrique faible. Cette méthode est considérée comme étant la plus rigoureuse, malgré qu'elle soit un peu coûteux, du point de vu temps de calcul et précision exigée sur la détermination des éléments de la matrice associée. On a la possibilité d'inclure dans l'analyse l'effet des différents paramètres tels que la faible épaisseur du substrat, le constant diélectrique, les pertes par conducteur et diélectrique et les dimensions finies du plan masse. La solution obtenue est d'autant plus proche et plus exacte lorsque la fonction de base modélise bien la variation réelle des courants surfaciques [12], [23].

II.6. Avantages et inconvénients des antennes imprimées

Les antennes imprimées ont de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques et par conséquent plusieurs applications dans la large gamme de fréquences

allant de 100MHz à 50GHz sont réalisables. Parmi ces avantages, on peut citer [4], [6],[22]-[23]:

- Faible poids, petit volume, configuration planaire, faible épaisseur ;
- Faible coût de fabrication, production en masse possible;
- Ces antennes peuvent être placées sur les missiles, les fusées et les satellites sans modifications importantes ;
- Les antennes ont de petites aires de rayonnement ;
- La polarisation linéaire comme pour le cas des antennes plaques rectangulaire et circulaire (gauche ou bien droite) est possible avec de légers changements dans la position de l'alimentation ;
- L'utilisation de deux fréquences de travail est possible ;
- Les antennes microbandes sont compatibles avec les constructions modulaires (Composants monolithiques tels que les oscillateurs, les alternateurs variables, les interrupteurs, les modulateurs, les mélangeurs, les déphaseurs et peuvent être adaptées directement sur le substrat) ;
- Les lignes d'alimentation et les circuits d'adaptation d'impédance sont fabriqués simultanément avec la structure de l'antenne.

Comme les antennes microbandes ont des avantages; elles ont aussi quelques inconvénients comparées aux antennes micro-ondes classiques tels que [4], [22]-[23] :

- Bande passante étroite;
- Gain plus faible dû aux pertes ;
- La plupart des antennes microbandes rayonnent par un demi-plan ;
- Limitations pratiques sur le gain (au maximum à 20dB) ;
- La performance du rayonnement longitudinal est faible ;
- L'isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation est faible ;
- Possibilité d'excitation des ondes de surface ;
- Capacité de manipulation à faible énergie.

Néanmoins il existe des moyens substantiels qui peuvent minimiser les effets de certains de ces inconvénients : par exemple l'excitation à onde de surface [4], [12] peut être éliminée, en prenant des précautions lors de la conception et de la fabrication.

L'insertion d'un trou métallisé [6] entre l'élément rayonnant et le plan de masse permet d'élargir la bande passante et de remédier aux problèmes des décharges électrostatiques et d'écoulement thermique.

II.7. Les applications des antennes imprimées

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimées, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications [23]. Parmi ces applications on cite:

- Les télécommunications par satellites ;
- La commande et contrôle ;
- La télémétrie par missile ;
- Les équipements portatifs ;
- Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes ;
- Les antennes d'émission utilisées en médecine ;
- Les récepteurs satellite de navigation.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré le rôle et l'évolution technologique des structures planaires de la sorte que les avantages et les inconvénients des antennes imprimées. Ainsi que les différentes méthodes d'alimentation rencontrée dans la littérature, nous avons également discuté les avantages et les principales contraintes imposées à la réalisation de ces structures d'alimentation, de plus nous avons présenté les méthodes d'analyse utilisées pour traiter ce genre d'antenne. Enfin, quelques applications des antennes imprimées sont également présentées.

I.9. Références bibliographique

- [1] Paul F. Combes, "Micro-ondes tome II circuits passifs, propagation, antennes," *Dunod, Paris*, 2-10-002753-0, 1997.

- [2] I. J. Bahl and P. E. Bhartia, "Microstrip antennas," Dedham, MA :Artech House, 1980.
- [3] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [4] L. Djouablia, "Contribution à l'étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments application à la forme triangulaire ",*Thèse Doctorat en sciences en Electronique, Université de Constantine, Algérie*, 2012.
- [5] M. Hassad,"Analyse tridimensionnelle rigoureuse des antennes microbandes réalisées sur des couches diélectriques réciproques et non réciproques, "*Thèse de Doctorat en Électronique, Université de Batna, Algérie*, 2015.
- [6] A. Rouibah, " Etude d'une antenne microruban de forme arbitraire par la méthode fdfd ", *Mémoire de magister en électronique, université de Sétif, Algérie*, 2009.
- [7] F. Gardiol, "Conception et réalisation de circuits microruban," *Ann. Télécommun.*, vol.43, no.5-6, pp. 220-236, 1988.
- [8] N. G. Alexopoulos, D. R. Jackson, "Fundamental Superstrate (cover) effects on printed circuit antennas," *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol.32, no.7, pp.550-557, July 1983.
- [9] D. H. Schaubert, D. M. Pozar, et A. Adrian, "Effects of Microstrip antenna substrate thickness and permittivity: comparison of theories with experiment," *IEEE trans. Antennas Propagat.*, vol.37, no.6, pp.677-782, June 1989.
- [10] J. S. Dahele, K. F. Lee, "On the resonant frequencies of the triangular patch Antennas," *IEEE trans. Antennas propagat.*,AP-35, pp.100-101, 1987.
- [11] F. Najib, "Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage," *Thèse de doctorat, Université de Limoges, France*, Mai 2005.
- [12] S. Benkouda, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices, " *Thèse doctorat, Département d'électronique, université de Batna, Algérie*, 2012.
- [13] J. R. Mosig and F. Gardiol, "Techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban," *Annales des Télécommunications*, Vol. 40, pp. 411-437, 1985.
- [14] Jean François Zucker et Fred E. Gariol, "Broadband patch antennas," Artech house,1995.
- [15] Punit S. Nakar, "Design of compact microstrip patch antenna for use in Wireless/ cellular devices," Thèse de Master, Florida state university, college of engineering, 2004.
- [16] Juan R. Mosing, Fred E. Gardiol, "Rayonnement d'une antenne microruban de forme arbitraire," *Ann. Télécommun.*, vol. 40, no.3-4, 1985.
- [17] Hervé Legay, Raphael Gillard, Jacques citerne, Gerard, "Effet d'un trou métallisé sur les aractéristiques de rayonnement d'une antenne plaque microruban alimentée par une ligne coaxiale à travers le plan de masse," *Ann. Télécommun.*, vol.46, no.7-8, 1991.

- [18] M. Titaouine, "Analyse des antennes microrubans de forme arbitraire par la méthode des moments et le modèle généralisé de la cavité," Thèse de Doctorat, Université de Sétif, Sept.2007.
- [19] B. Thon, D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, M. Aubourg, S. Verdeyme, P. Guillon, F. Thevenon, M. Rochette, and J. Puech, "Coupled Padé approximation-finite element method applied to microwave device design," *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, pp. 1889-1892, 2002.
- [20] M. N. Sadiku, "*Numerical Techniques in Electromagnetics*" 2nd edition, ISBN 0 849-31395-3, CRC Press, 2001.
- [21] D. B. Davidson and J. T. Aberle, "An introduction to spectral domain method-of-moments formulations," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 46, pp. 11-19, 2004.
- [22] D. Khedrouche, "Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale," Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Juin 2009.
- [23] S. Bedra, "Utilisation de la méthode de l'équation intégrale du champ électrique et des réseaux de neurones artificiels pour l'étude d'une antenne imprimée bicouche fonctionnant en mode TM₁₁," *Mémoire de magister, 2011, Département d'Electronique*, Université de Batna, Algérie.

Chapitre III

Simulations et Discussions des Résultats

III.1. Introduction

L'Ultra Large Bande (ULB) semble être une technologie très prometteuse pour les communications sans fils à très haut débit, les Radars haute précision et les systèmes d'imagerie. Les systèmes ULB utilisent de courtes impulsions (de l'ordre du picoseconde), répétées avec une certaine cadence qui peut aller jusqu'à plusieurs giga-impulsions par seconde, offrant ainsi une très large bande passante avec un niveau de puissance d'émission très faible. Ceci offre aux systèmes ULB la possibilité de coexister avec d'autres systèmes électroniques [1]. Initialement utilisée dans des applications militaires, la technologie ULB est de nos jours exploitée par diverses applications, depuis que la Commission Fédérale américaine des Communications (FCC) l'a autorisé en Février 2002 [2]. Cette commission a établi certaines régulations quant aux bandes de fréquences et aux limites de puissance d'émission allouées aux différentes applications ULB. De tels systèmes nécessitent la conception d'antennes ULB qui répondent à leurs exigences en termes de bande passante, de gain, de stabilité de rayonnement, mais aussi de compacité de l'antenne pour une meilleure intégration dans le système ; ce qui représente un véritable challenge [3]. Les antennes microrubans semblent être des candidates idéales et sont fréquemment rencontrées dans les applications ULB, notamment dans l'imagerie médicale. Ceci est dû à leur faible profil, leur faible cout et leur facilité d'intégration [4]-[5].

Dans ce chapitre, on propose une nouvelle antenne ultra large bande pour des applications ULB. La première partie de ce travail, l'antenne proposée se compose d'un patch microruban elliptique et un plan de masse partiel, alimenté par ligne microruban. Les différents résultats de simulation des performances de l'antenne sont réalisés à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS[®] développé par Ansoft corporation [6]. La deuxième partie de ce travail sera consacré à l'étude d'une antenne anneau (elliptique), la configuration de cette antenne a également évoluée à partir d'une antenne imprimée elliptique. Les paramètres importants qui affectent les performances de l'antenne seront étudiées afin d'avoir une bonne conception de ce type d'antenne.

III. 2. Etude d'une antenne planaire elliptique

Généralement la conception d'une antenne passe par des simulations qui permettent de tester plusieurs solutions et les optimiser facilement.

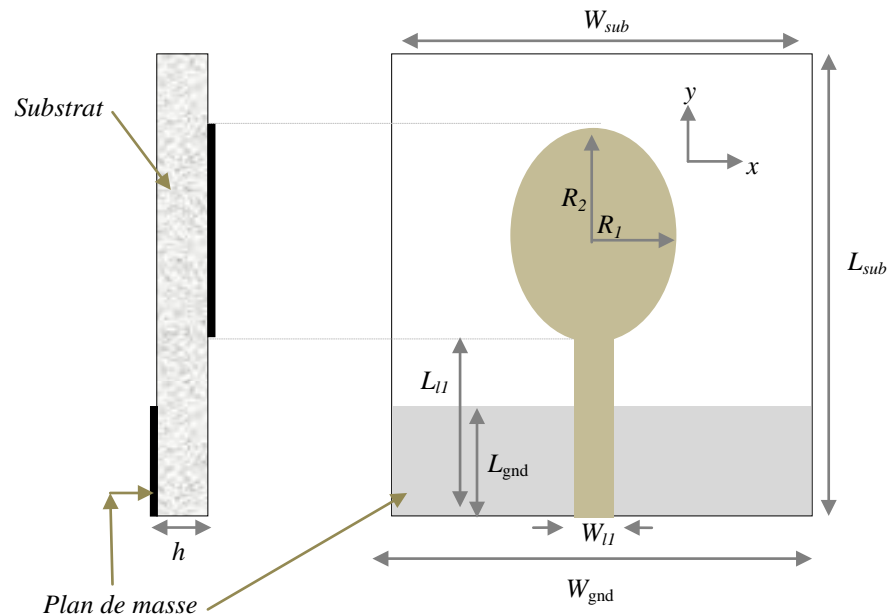


Figure. III.1. Conception de l'antenne planaire.

Lors de la simulation, un des paramètres primordiaux est la taille du maillage (Pour optimiser ce maillage, HFSS[®] utilise un procédé itératif : il génère d'abord une solution à partir du maillage initial qu'il raffine ensuite jusqu'à ce qu'un critère de convergence soit atteint). Dans le cas où elle est trop grande, elle conduit à des erreurs de calcul et dans le cas inverse il peut augmenter significativement le bruit de calcul et finalement réduire la précision de la simulation [7]-[8].

III.2.1. Etudes paramétriques

Les dimensions de l'antenne microruban sont présentées sur la figure III.1. Le Patch de dimensions (R_1 et R_2), situé en dessus d'un substrat de hauteur h et de permittivité ϵ_r , et un plan de masse de largeur L_{sub} et W_{sub} , respectivement. Cette structure alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique égale à 50Ω .

Par la suite, une étude paramétrique de l'antenne ULB est effectuée, afin de mieux analyser l'influence de différents paramètres géométrique de l'antenne telle que la position et la forme et la largeur du plan de masse, l'épaisseur du substrat sur les performances de l'antenne et en particulier sur le VSWR.

Dans les simulations, à l'exception du paramètre d'intérêt, les autres paramètres sont maintenus constants.

III.2.1.1. L'effet de l'épaisseur du substrat ' h '

La Figure III.2 présente la variation de la fréquence en fonction de la hauteur du substrat. En faisant varier la hauteur du substrat de 0.8 mm à 2 mm, on remarque que la variation de l'épaisseur de substrat fournit une largeur de bande impédance réduite. Ces résultats montrent que l'antenne présente une bonne adaptation dans la bande [3.2---14.9 GHz], avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. L'épaisseur optimisée pour la largeur de bande d'impédance maximale est égale à 1.6mm.

III.2.1.2. L'effet de la longueur de plan de masse modifié ' L_{gnd} '

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de largeur L_{gnd} sont présentés dans la figure III.3.

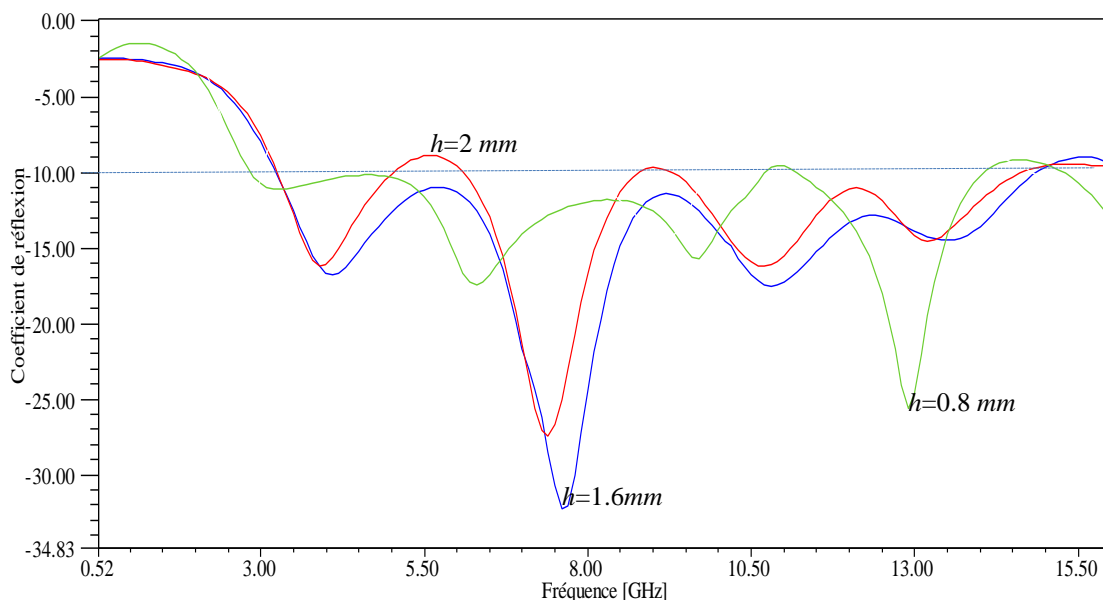


Figure. III.2. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte l'effet de la hauteur du substrat diélectrique.

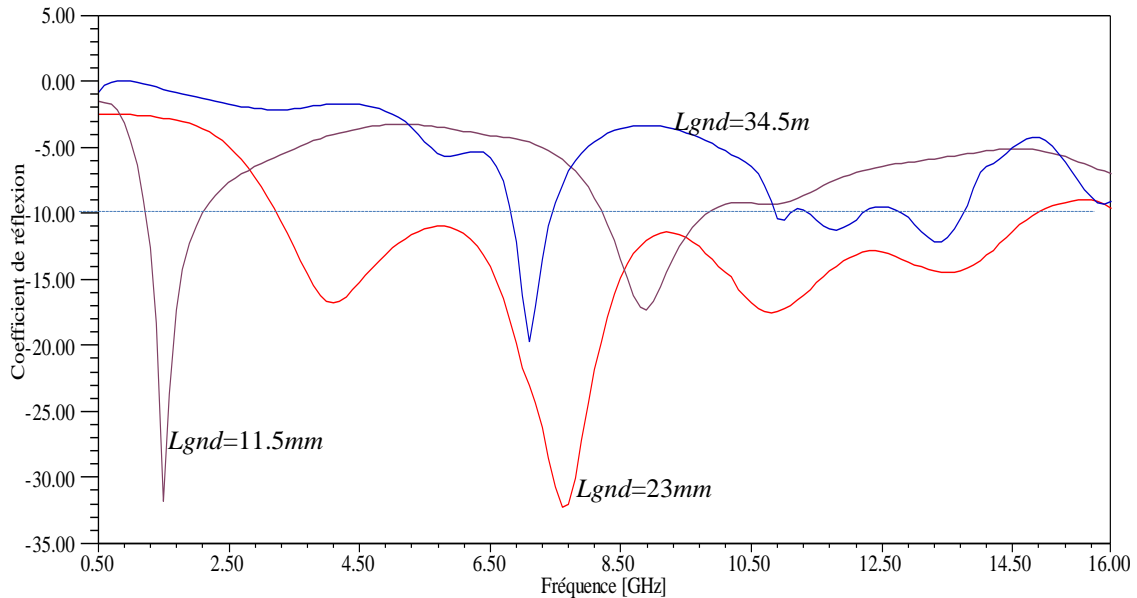


Figure. III.3. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte l'effet de la longueur de plan de masse.

Les meilleures caractéristiques en terme de bande passante et d'adaptation est celui où la longueur de la ligne est de $L_{gnd}=23\text{ mm}$.

III.2.1.3. L'effet de la permittivité du substrat ' ϵ_r '

L'étude de l'influence de la constante diélectrique ϵ_r du substrat sur les performances de l'antenne elliptique a été menée pour une épaisseur $h=1.6\text{ mm}$.

Les valeurs de permittivité utilisées sont :

- le substrat Duroidde permittivité diélectrique 2.94,
- le substrat FR4-Epoxy de permittivité diélectrique 4.4
- le substrat Sapphire de permittivité diélectrique 10.

Comme pour les autres paramètres de cette étude, nous nous sommes particulièrement intéressés à l'adaptation de l'antenne sur une large bande passante. Nous avons ainsi pu constater que de façon globale, l'augmentation de la permittivité diélectrique du substrat a un effet bénéfique sur le coefficient de réflexion. En effet, celle-ci diminue légèrement lorsque ϵ_r augmente. De plus, la fréquence basse d'adaptation est également abaissée d'environ 15% lorsque ϵ_r passe de 2.94 à 10 (Figure III.4), ce que permet d'obtenir une antenne de taille électrique plus réduite. Ce résultat est donc intéressant dans une optique de militarisation.

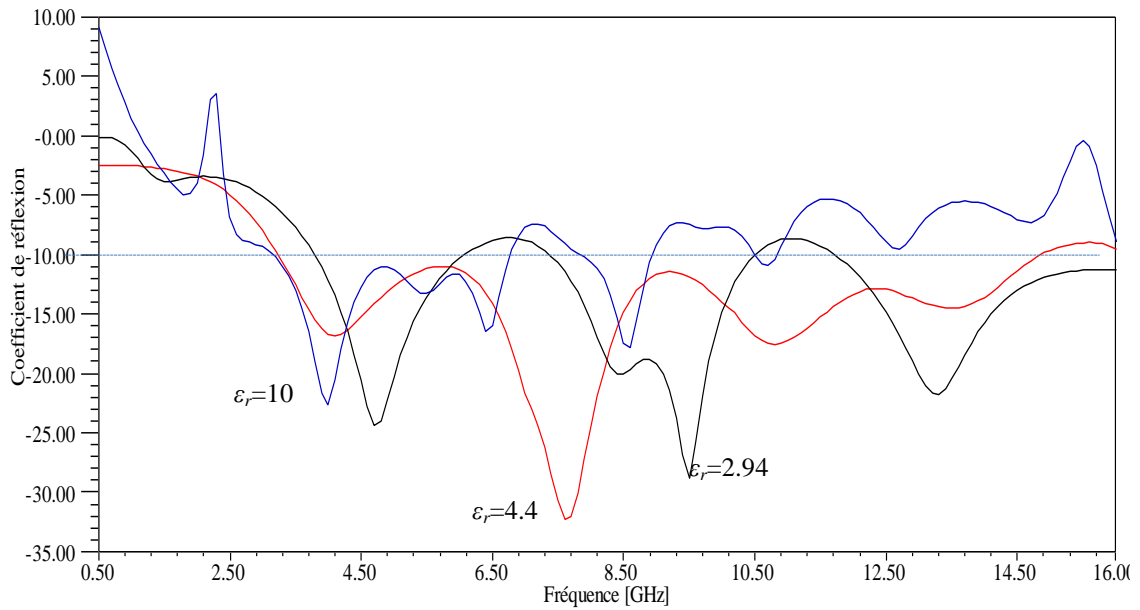


Figure. III.4. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte l'effet de la permittivité du substrat.

L'impédance d'entrée de l'antenne optimisée est représentée à la Figure III.5. L'étude des parties réelle et imaginaire ainsi que le résultat du TOS (Figure III.6) montrent que les caractéristiques de la ligne et la position du point d'alimentation engendrent une bonne adaptation de la bande inférieure et un rapprochement des résonances supérieures permettant d'adapter ($|S_{11}|_{dB} < -10$ dB) et d'élargir la bande passante supérieure de cette antenne optimisée.

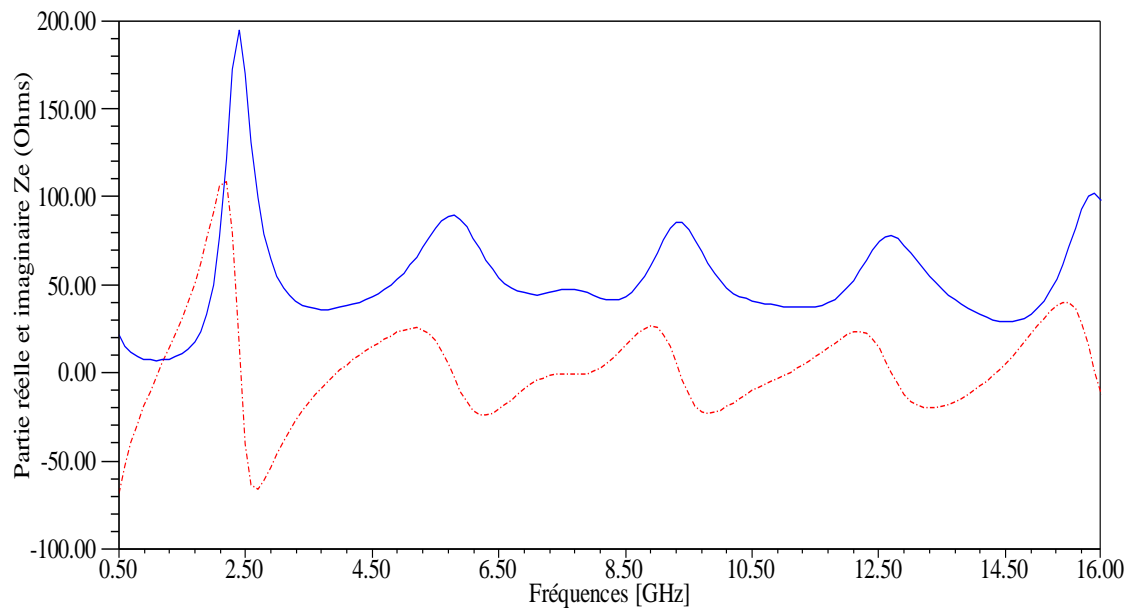


Figure. III.5. Parties réelle (—) et imaginaire (---) de l'antenne elliptique.

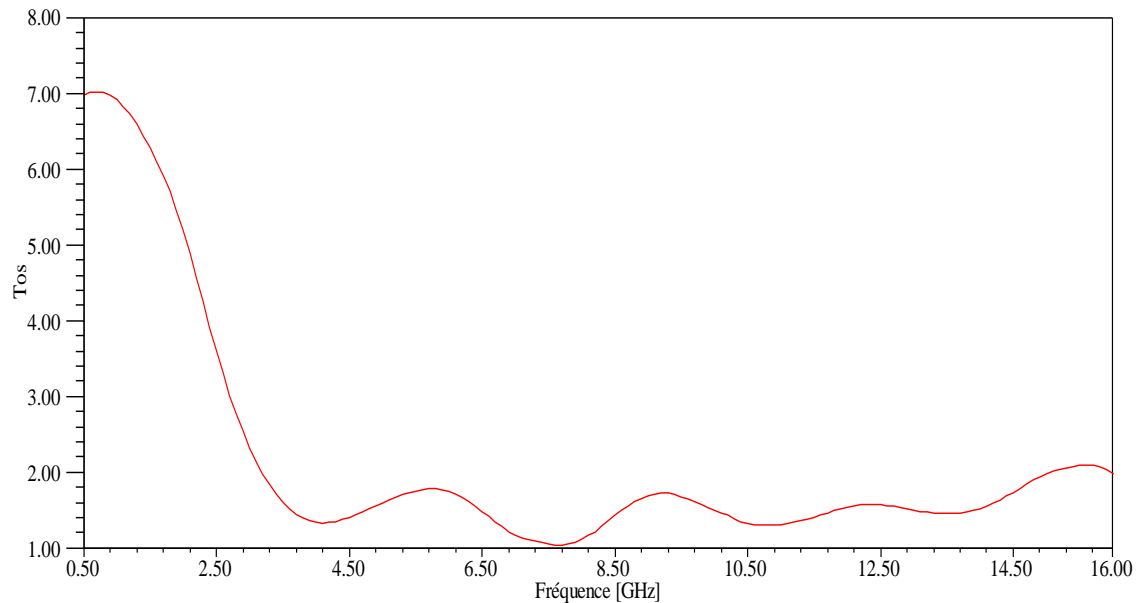


Figure. III.6. Variation du rapport d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence.

Les simulations sont faites par le logiciel de modélisation électromagnétique HFSS[®]. A partir de ces études paramétriques, nous avons extrait les paramètres optimisés de l'antenne ULB proposée. En se référant à la figure III.1, ces valeurs optimisées sont présentées dans le tableau III.1.

Tableau. III.1. Paramètres optimisés pour l'antenne proposée.

Paramètres de l'antenne	Valeur optimale (mm)
L_{sub}	47
W_{sub}	40
R_1	6.5
R_2	10
h	1.6
Ll	23
Wl	2.6
L_{gnd}	23
W_{gnd}	40

III.2.1.4. Caractéristique de rayonnement

III.2.1.4. A. Diagramme de rayonnement 2D

La figure III.7 illustre les diagrammes de rayonnement de l'antenne aux fréquences 5, 8 et 11 GHz sur les deux plans E et H. Le rayonnement est symétrique et bidirectionnel et le lobe principal se dirige aux alentours de 0 et de 90 degrés. Le rayonnement est relativement stable sur toute la bande de fréquence convoitée. Nous présentons également

le rayonnement de cette antenne pour les mêmes fréquences sur le plan H. On remarque un comportement omnidirectionnel, plus ou moins stable sur toute la bande de fréquences.

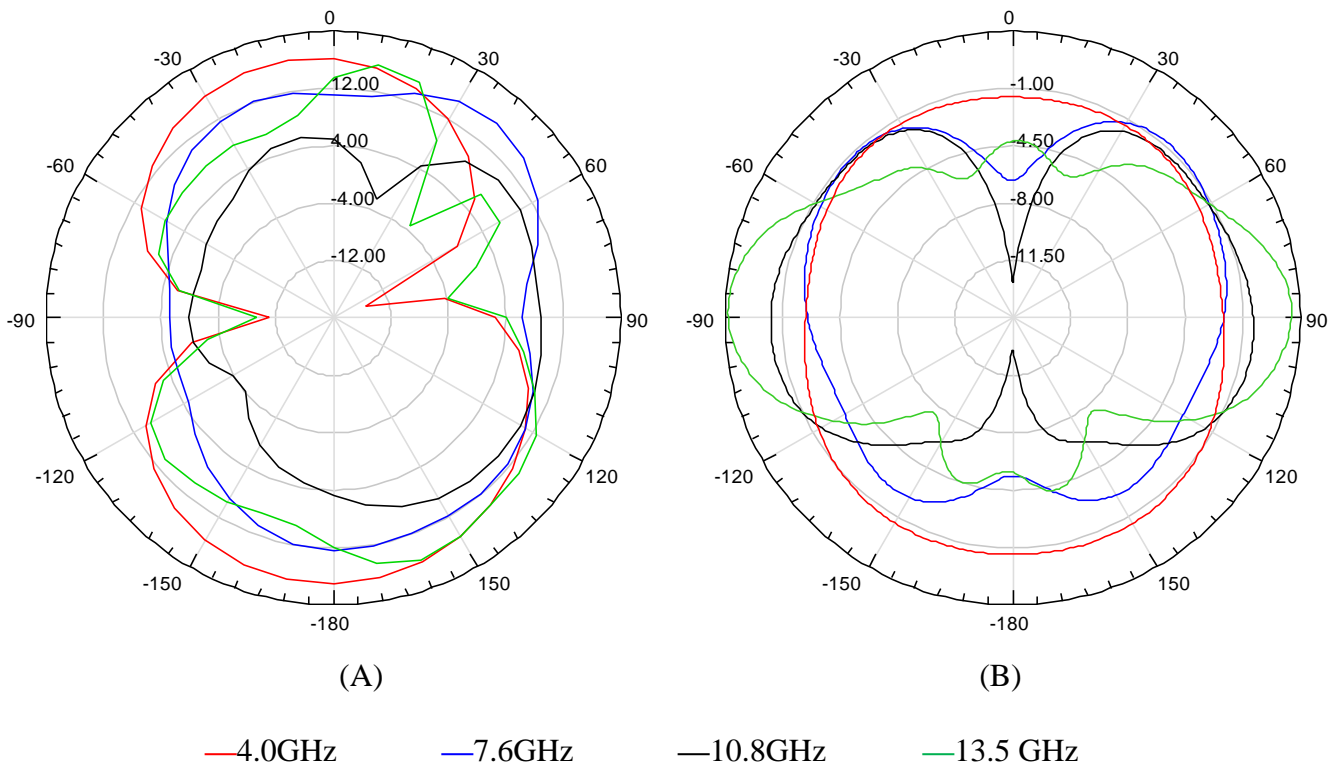


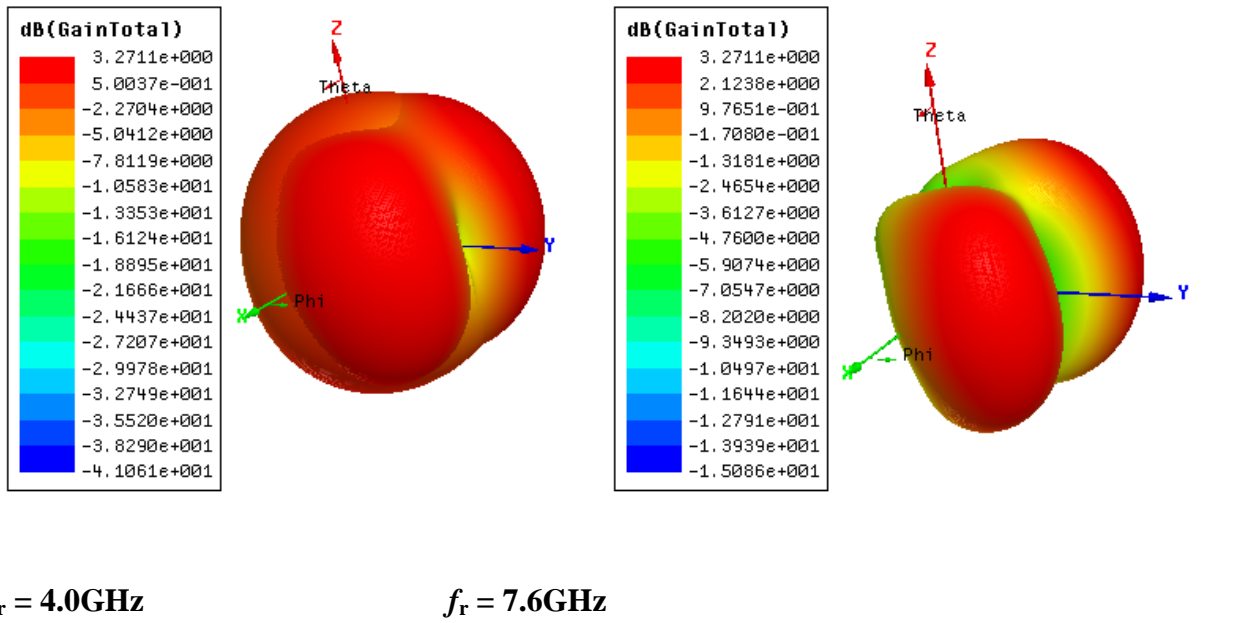
Figure. III.7. Diagrammes de rayonnement au plan E (A) et Plan H (B), aux fréquences :4.0, 7.6,10.8, et 13.5GHz.

III.2.1.4. B. Diagramme de rayonnement 3D

Afin de montrer le rayonnement par rapport à l'antenne, nous illustrons dans la figure III.8 le diagramme de rayonnement en 3D aux fréquences 4, 7.6, 10.8 et 13.5GHz. Ils permettent de bien visualiser l'évolution du rayonnement lorsque la fréquence varie de 1 à 11 GHz. Nous pouvons dire que le rayonnement est focalisé des deux côtés de l'antenne.

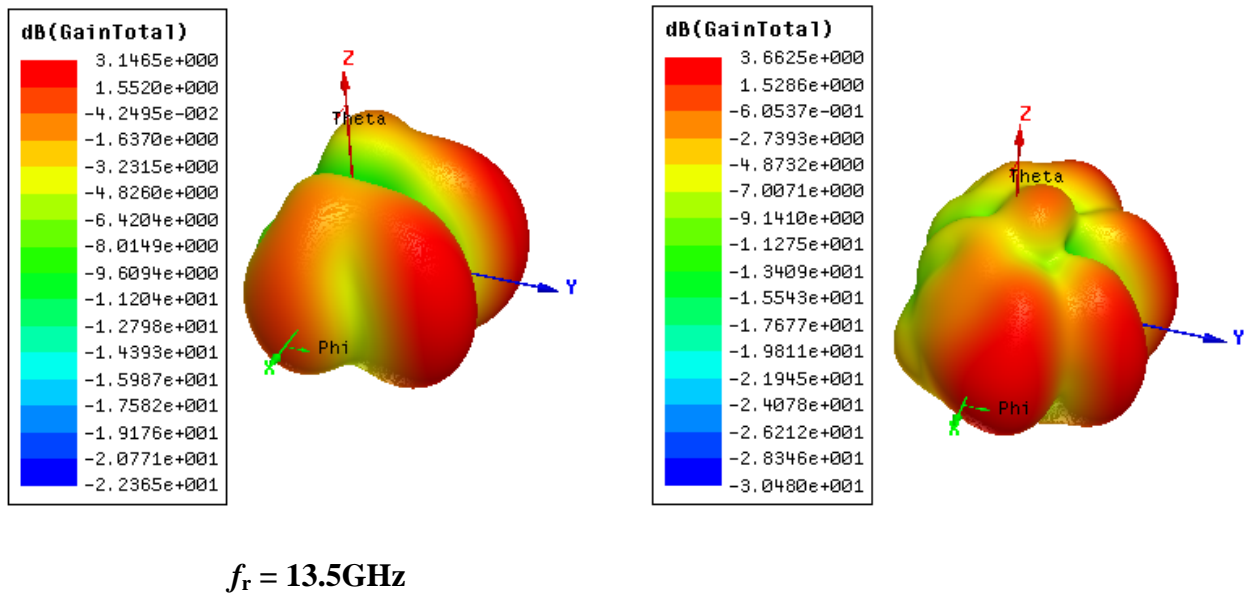
III.2.1.5. Cartographie des champs

La distribution du champ électrique sur le patch est représentée dans la figure. III.9. Cette figure illustre la cartographie de champ dans l'antenne, on observe d'une part que, le champ électrique est concentré au niveau des bords, et d'autre part, on constate une absence du champ au centre du patch, ce qui correspond à la théorie.



$f_r = 4.0\text{GHz}$

$f_r = 7.6\text{GHz}$



$f_r = 10.8\text{GHz}$

$f_r = 13.5\text{GHz}$

Figure III.8. Evolution du gain simulé en 3 dimensions.

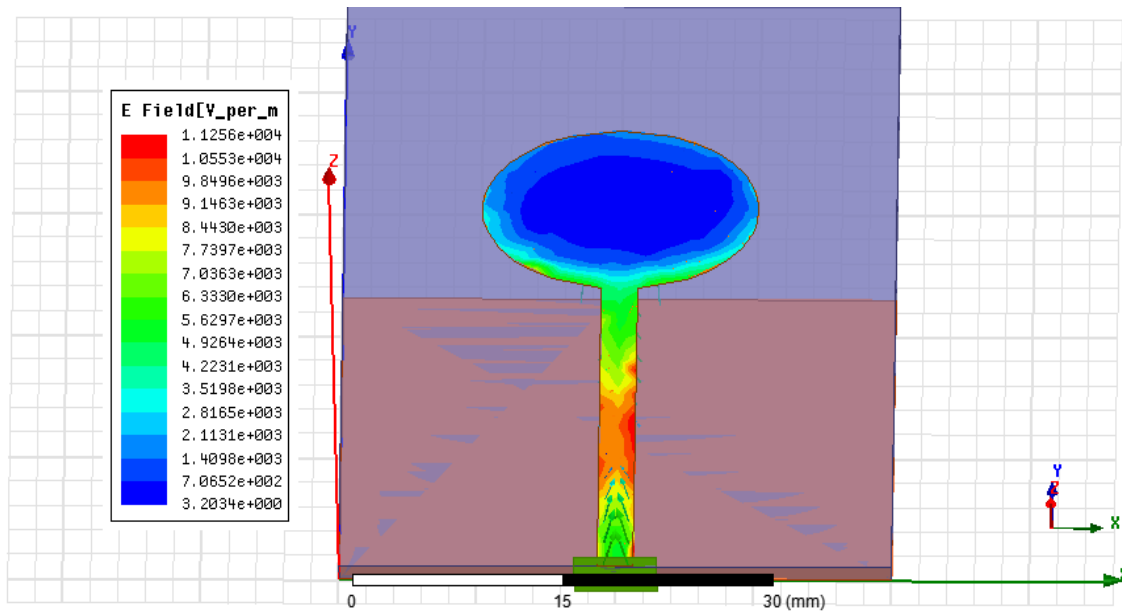


Figure. III.9. distribution du champ E sur l'élément rayonnant à 4GHz.

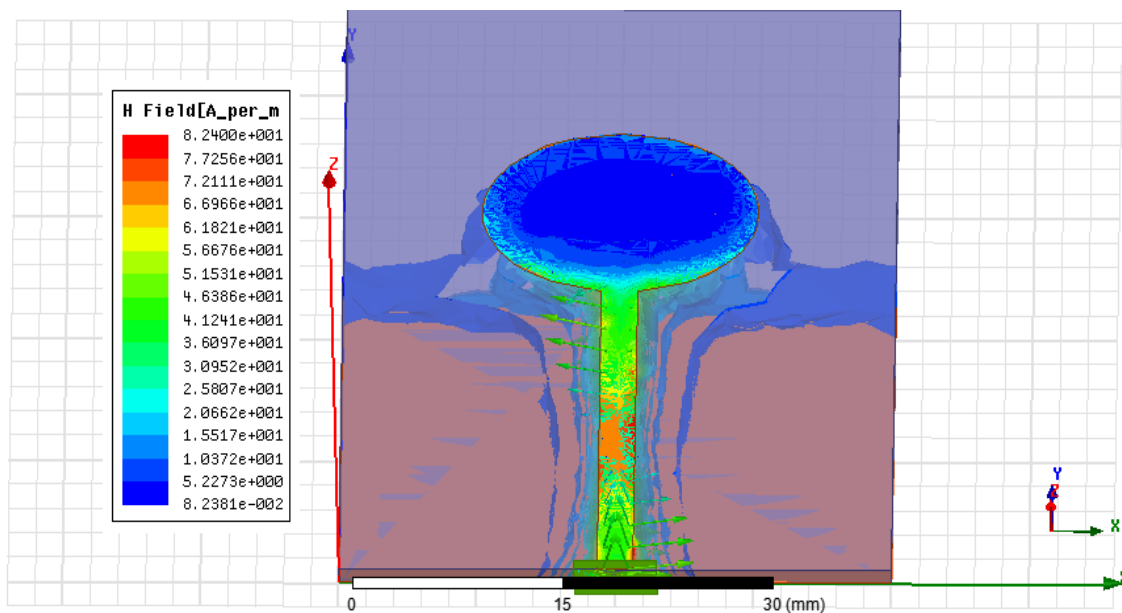
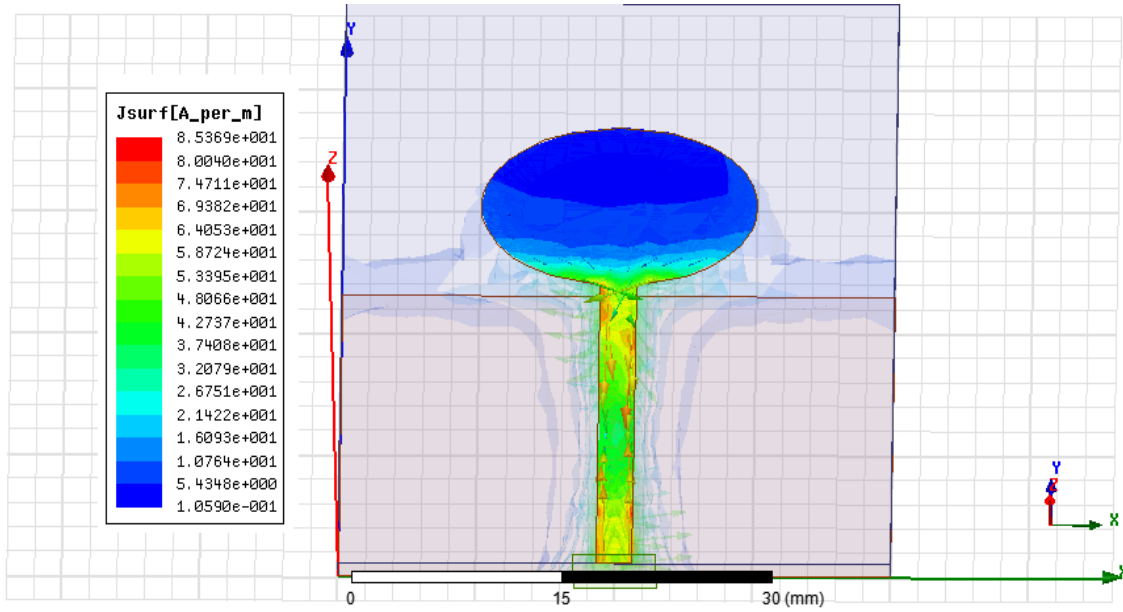


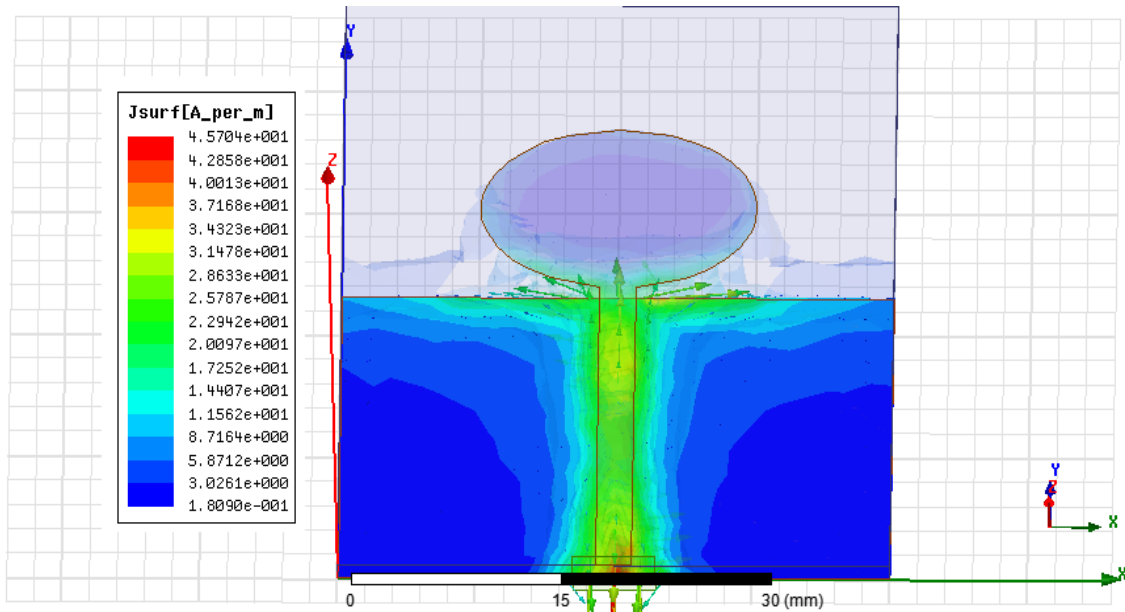
Figure. III.10. distribution du champ H sur l'élément rayonnant à 4GHz.

La distribution du champ magnétique sur le patch est représentée dans la figure. III.10. Cette figure illustre la cartographie des vecteurs dans l'antenne, on à la distribution des vecteurs du champ électrique sur le patch est représenté dans la figure. III.9.

La figure III.11 illustre ladistribution surfacique des courants sur la face inférieure et supérieure de l'élémentrayonnant à l'aide d'une comparaison des cartographies de densité de courants surfacique de part et d'autre de l'élément rayonnant.



(A)



(B)

Figure. III.11. Distribution surfacique des courants sur l'élément rayonnant, face supérieure (A) et face inférieure(B) à 4GHz.

III. 3. Etude d'une antenne planaire anneau elliptique

Comme présenté dans le deuxième chapitre, différentes méthodes peuvent être utilisées pour concevoir des antennes pour les applications sans fil. Nous nous intéressons dans cette partie à la méthode d'élargissement de la bande passante d'un seul résonateur. L'avantage de cette méthode par rapport aux autres techniques est la simplicité de sa réalisation, puisqu'elle ne nécessite pas l'utilisation de plusieurs résonateurs. Pour rendre notre structure compacte et miniature nous allons utiliser un résonateur de forme annulaire (Figure III.12).

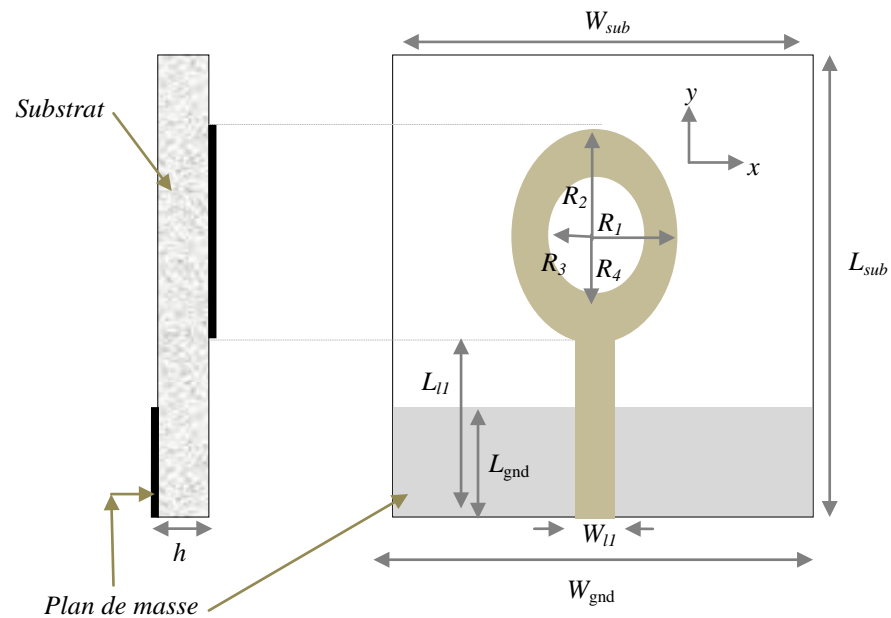


Figure. III.12. Conception de l'antenne planaire anneau elliptique.

III.3.1. Etudes paramétriques

Les dimensions de l'antenne microruban sont présentées sur la figure III.12. Le Patch des rayons externes (R_1, R_2) et des rayons internes (R_3, R_4), situé en dessus d'un substrat de hauteur h et de permittivité ϵ_r , et un plan de masse de largeur ($L_{\text{sub}} \times W_{\text{sub}}$), respectivement. Cette structure alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique égale à 50Ω .

III.3.1.1. L'effet de l'épaisseur du substrat ' h '

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion pour différentes valeurs d'hauteur du substrat sont donnés dans les Figures III.13. Cette figure illustre le coefficient de réflexion de notre antenne en fonction de la fréquence (en rouge). Ce résultat nous montre la présence de résonances aux fréquences 4.1 GHz, 8.0 GHz, 11.1 GHz et 13.4 GHz avec des niveaux du paramètre S11 de -22dB, -41.6dB, -18.4dB et -15.2dB respectivement. La bande passante en impédance, simulée à -10 dB, s'étale de 3.1 GHz à 15.5 GHz. On a constaté que la valeur optimale de la hauteur du substrat est $h=1.6$ mm.

III.3.1.2. L'effet de la longueur de plan de masse modifié ' L_{gnd} '

La variation de la fréquence en fonction de la longueur du plan de masse est présentée dans la figure III.14. En faisant varier la longueur de 11.5 mm, 23 mm, et 34.5 mm, on remarque que la fréquence de résonance diminue.

La fréquence de résonance des antennes est très sensible aux dimensions du plan de masse. Mais, ça aide à trouver la fréquence désirée puisque il y a plusieurs paramètres à varier. D'après la figure III.14. Il est également remarqué que la valeur optimale de la longueur L_{gnd} du plan de masse correspondant à $L_{\text{gnd}}=23$ mm.

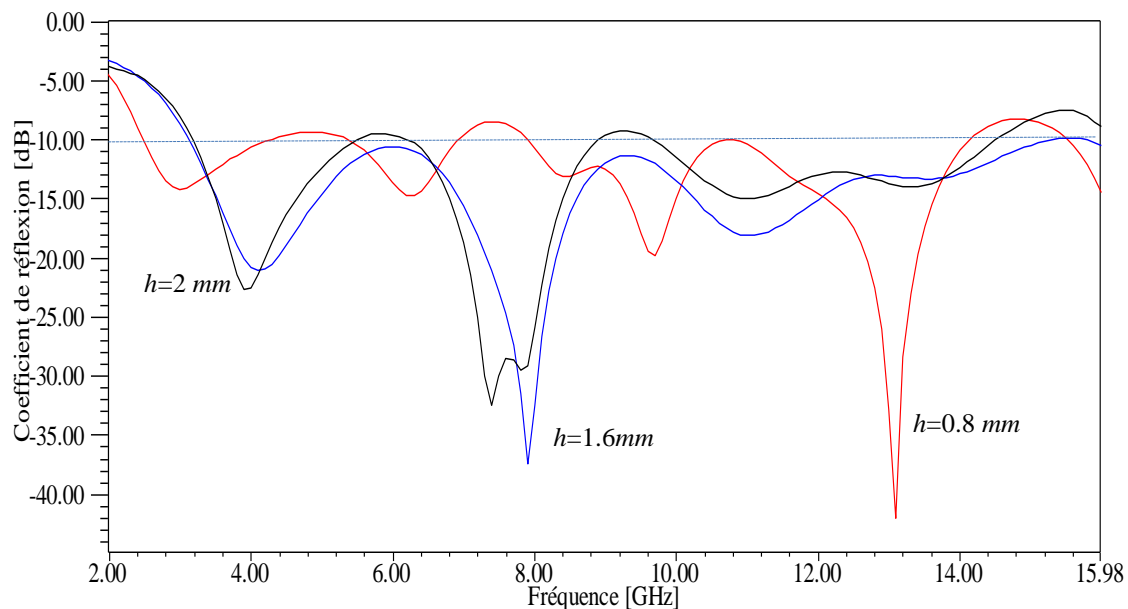


Figure. III.13. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte l'effet de la hauteur du substrat diélectrique ; $L_{\text{gnd}}=23$ mm et $\epsilon_r=4.4$.

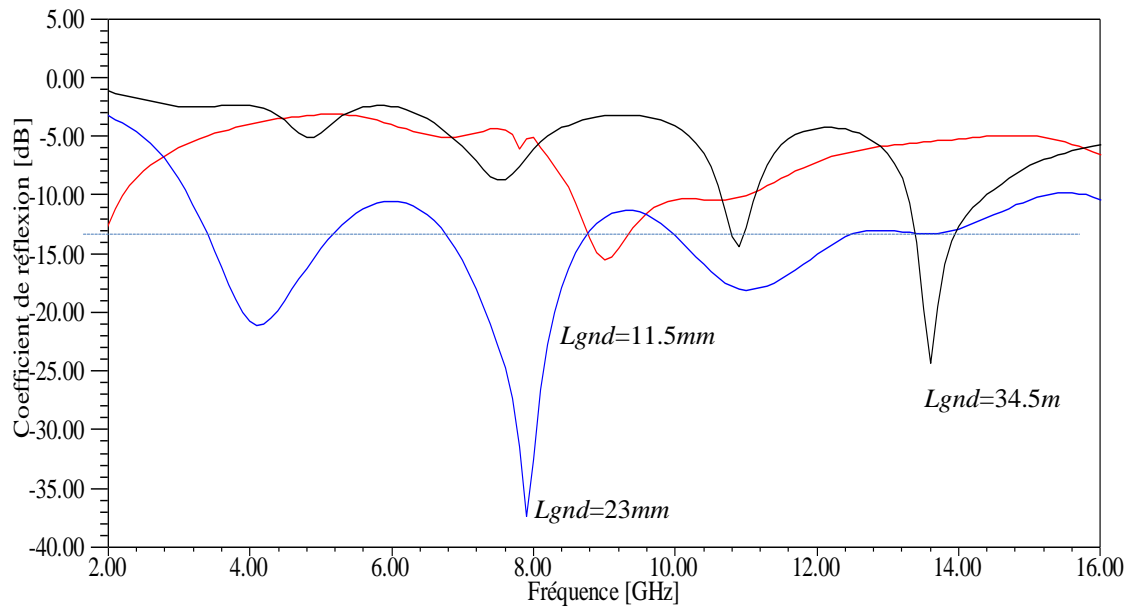


Figure. III.14. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte l'effet de la longueur de plan de masse ; $h=1.6$ mm et $\epsilon_r=4.4$.

III.3.1.3. L'effet de la permittivité du substrat ' ϵ_r '

Afin d'observer l'influence de de la constante diélectrique ϵ_r du substrat sur l'adaptation de l'antenne, une variation de la constante diélectrique ϵ_r a été faite pour une épaisseur du substrat $h=1.6$ mm. La courbe III.14 illustre le fait qu'une augmentation de ϵ_r provoque la descente du coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

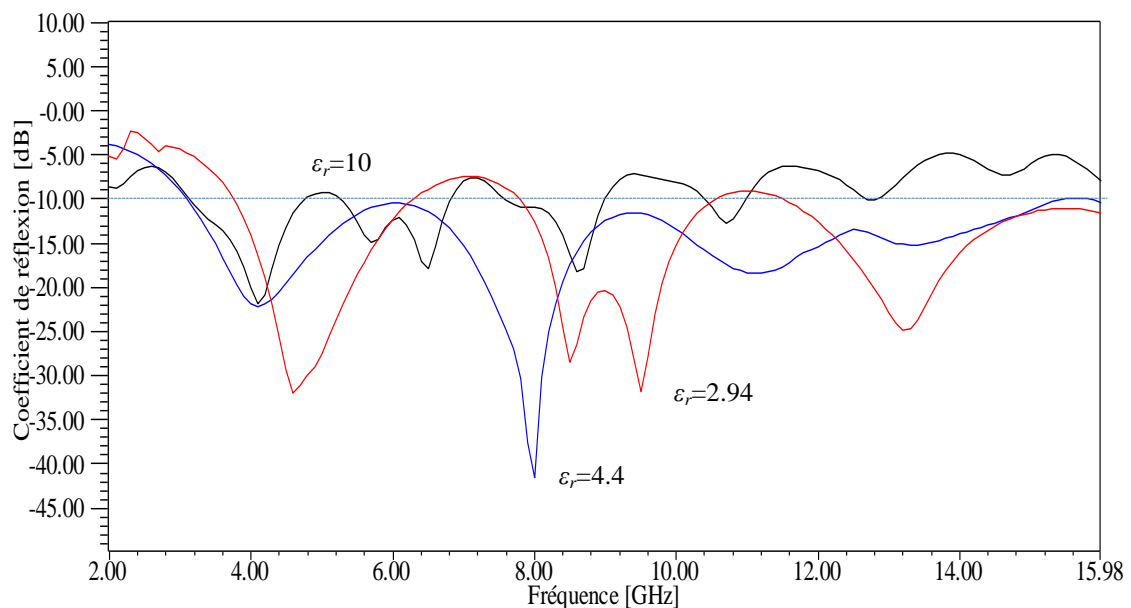


Figure. III.15. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte l'effet de la permittivité du substrat ; $h=1.6$ mm, $L_{gnd}=23$ mm.

Dans cette sous-section, nous présentons les résultats de la simulation de l'antenne optimisée pour un fonctionnement dans la bande [3.1-15.5] GHz. Les dimensions optimales relatives à l'antenne sont quant à elles détaillées dans le tableau III.2. Ces dimensions ont été obtenues par simulation et utilisation de logiciel de simulation HFSS[®] (Ansoft High Frequency Structure Simulator).

Tableau. III.2. Paramètres optimisés pour l'antenne proposée.

Paramètres de l'antenne	Valeur optimale (mm)
L_{sub}	47
W_{sub}	40
R_1	6.5
R_2	10
R_3	6
R_4	3.9
h	1.6
Ll	24
Wl	2.6
L_{gnd}	23
W_{gnd}	26

La figure III.16 représente la variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence. Nous observons une assez bonne adaptation d'impédance qui varie autour de 50 Ohm sur toute la bande passante entre 85 Ohm et 36 Ohm; la partie imaginaire varie entre -23.5j et +25.1j dans la bande d'adaptation de l'antenne.

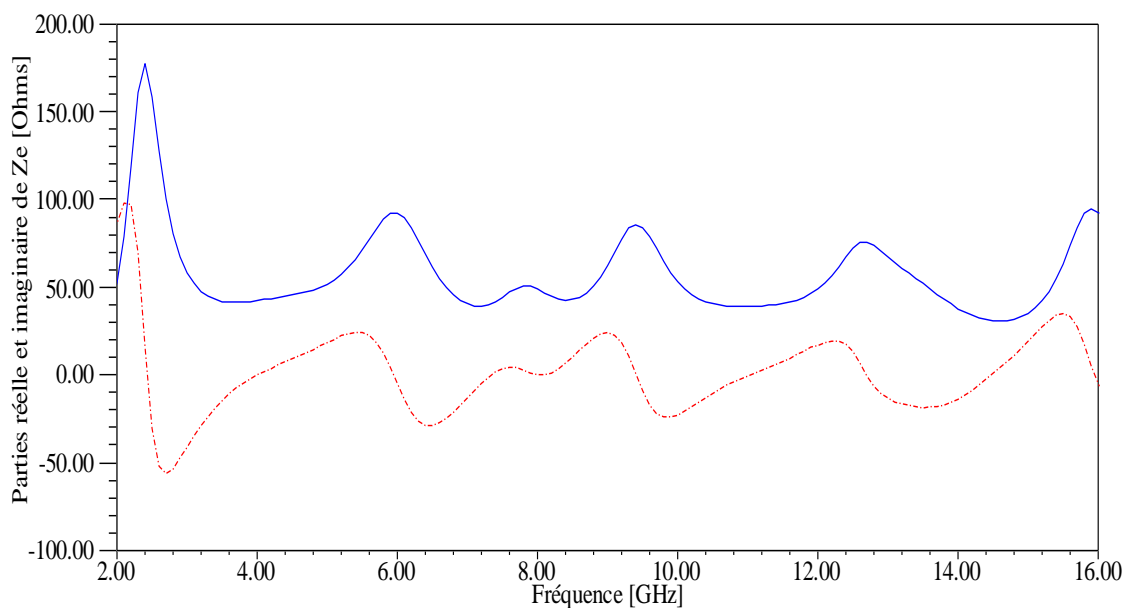


Figure. III.16. Parties réelle (—) et imaginaire (---) de l'antenne anneauelliptique.

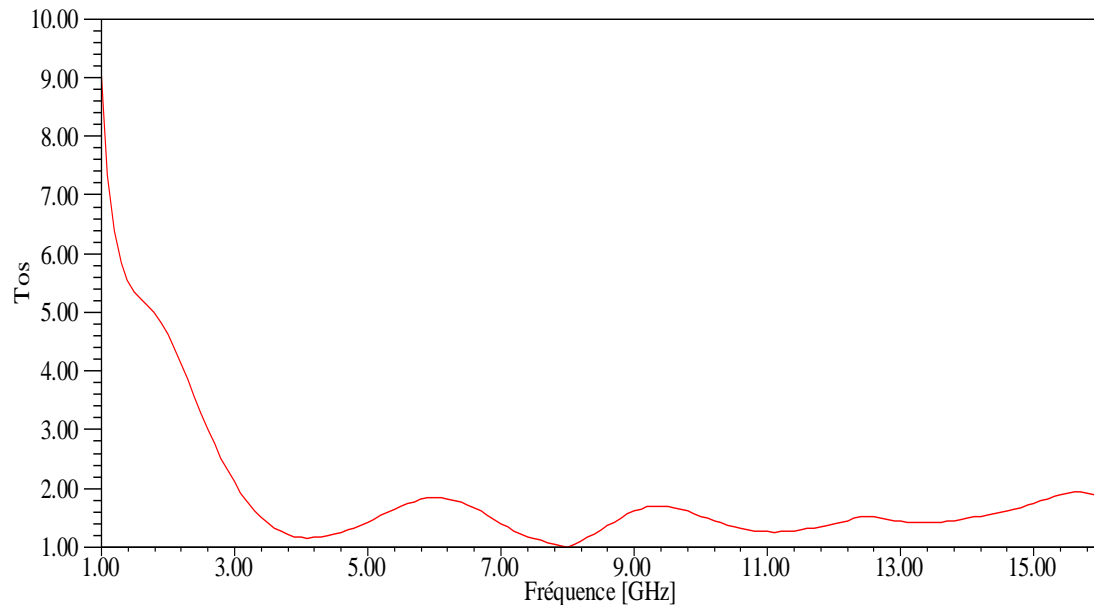


Figure. III.17. Variation du rapport d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence.

Il apparaît que cette antenne (anneau elliptique) bien qu'optimisée dans le sens d'une baisse d'impédance d'entrée, affiche une impédance variant autour de 50 Ohms. Cependant, ces paramètres lui confèrent une bonne stabilité autour de cette valeur, et ce sur une très large bande de fréquences. Ces bonnes performances se confirment en calculant le coefficient de réflexion pour une ligne d'alimentation d'impédance caractéristique de 50 Ohms. Dans ce cas, l'antenne est bien adaptée sur toute la bande avec un taux d'onde stationnaires inférieur à 2 (Figure III.17)

III.3.1.4. Caractéristique de rayonnement

III.3.1.4. A. Diagramme de rayonnement 2D

La figure III.18 représente les diagrammes de rayonnement 2D simulés exprimés en dB (gain) dans les deux plans E (XOZ) et H (YOZ) de l'antenne proposée aux fréquences 4.1 GHz, 8 GHz, 11.1 GHz et 13.4 GHz. On remarque que ce diagramme de rayonnement est comparable à celui de l'antenne elliptique proposée dans la sous-section précédente. 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 à une forme symétrique autour de l'axe z.

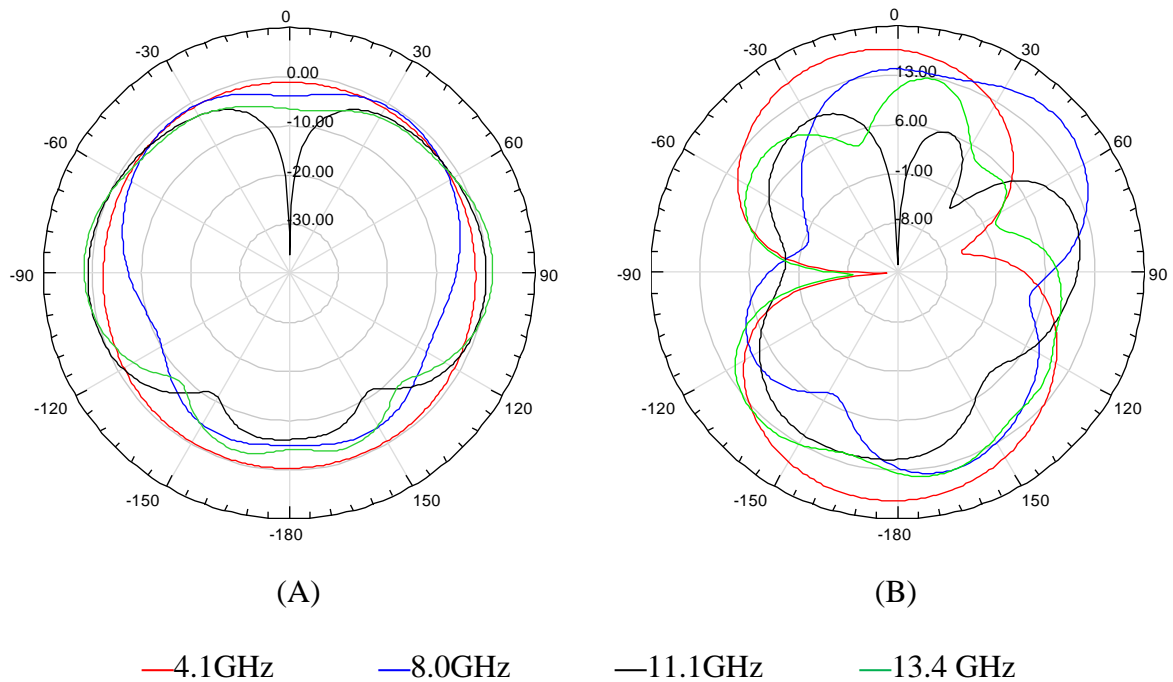


Figure. III.18. Diagrammes de rayonnement au plan E (A) et Plan H (B), aux fréquences :4.1, 8, 11.1, et 13.4 GHz.

III.3.1.4. B. Diagramme de rayonnement 3D

Pour qualifier les comportements du rayonnement d'antenne proposée aux fréquences de résonance et assurer qu'ils sont bipolarisés sur toute la bande ULB, les diagrammes de rayonnement en trois dimensions obtenus par la simulation à l'aide de HFSS sont présentés dans la figure III.19.

Nous pouvons observer différentes formes de diagrammes de rayonnement en raison de la distribution des courants surfaciques d'une manière différente sur l'antenne elliptique.

III.3.1.5. Cartographie des champs

La distribution du champ électrique aux fréquences de résonance est présentée sur la figure III.20. On voit que le champ est presque uniformément réparti sur le patch elliptique.

La figure III.21 présente la distribution du champ magnétique aux fréquences de résonance. Le champ électrique est confiné en dessous de la plaque métallique et le champ magnétique tourne autour de la plaque rayonnante. Cette distribution de champ est compatible avec une ligne de transmission qui possède une distribution de champ magnétique maximum au niveau de la ligne.

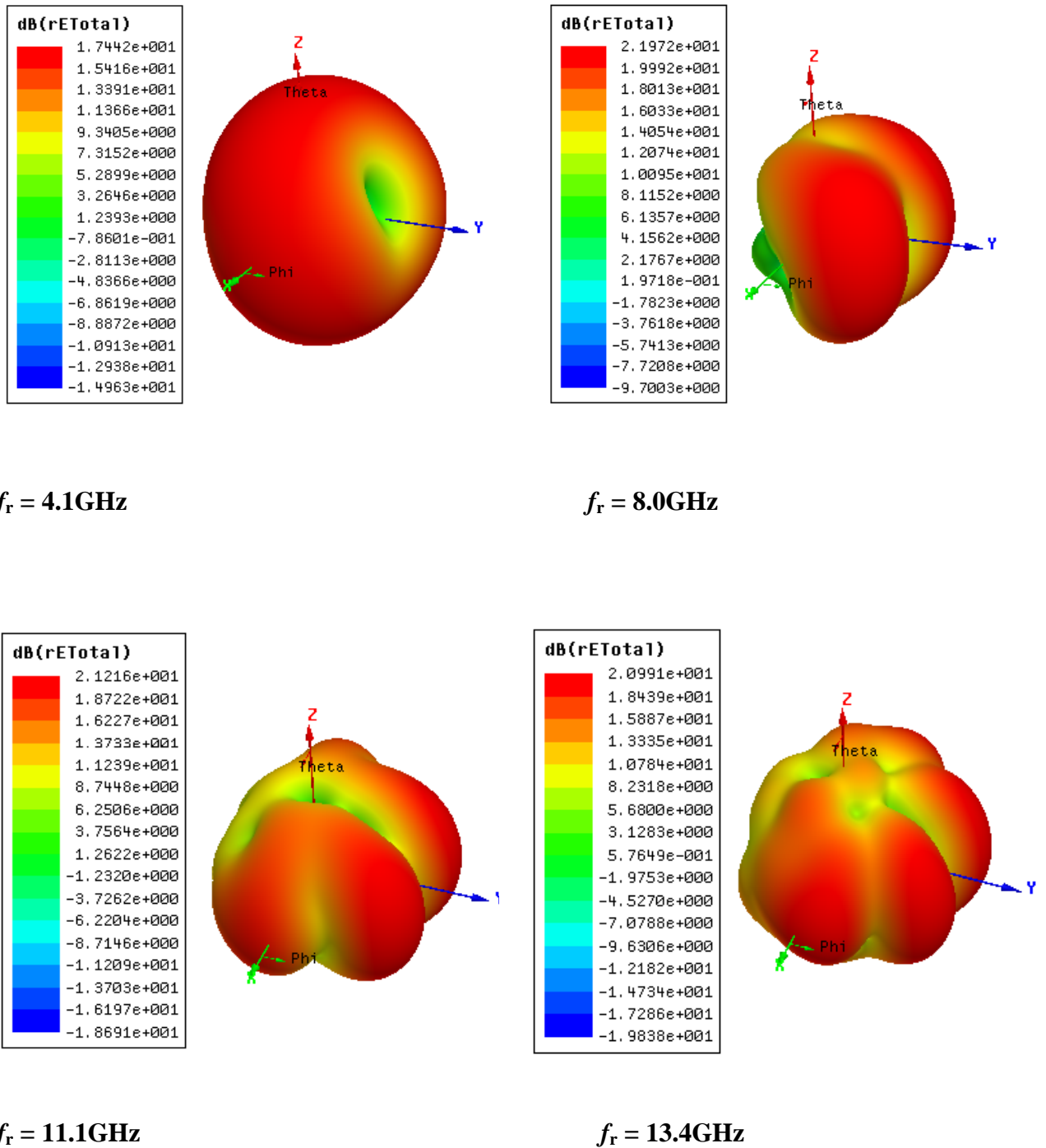


Figure III.19. Evolution du gain simulé en 3 dimensions, aux fréquences:4.1, 8, 11.1, et 13.4 GHz.

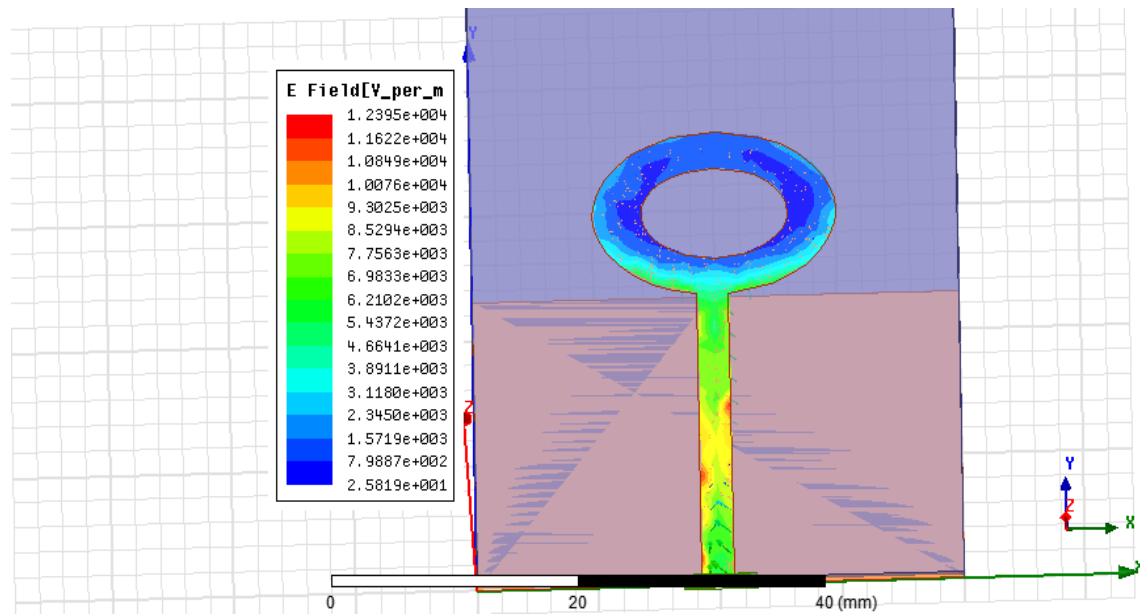


Figure. III.20. distribution du champ E sur l'élément rayonnant.

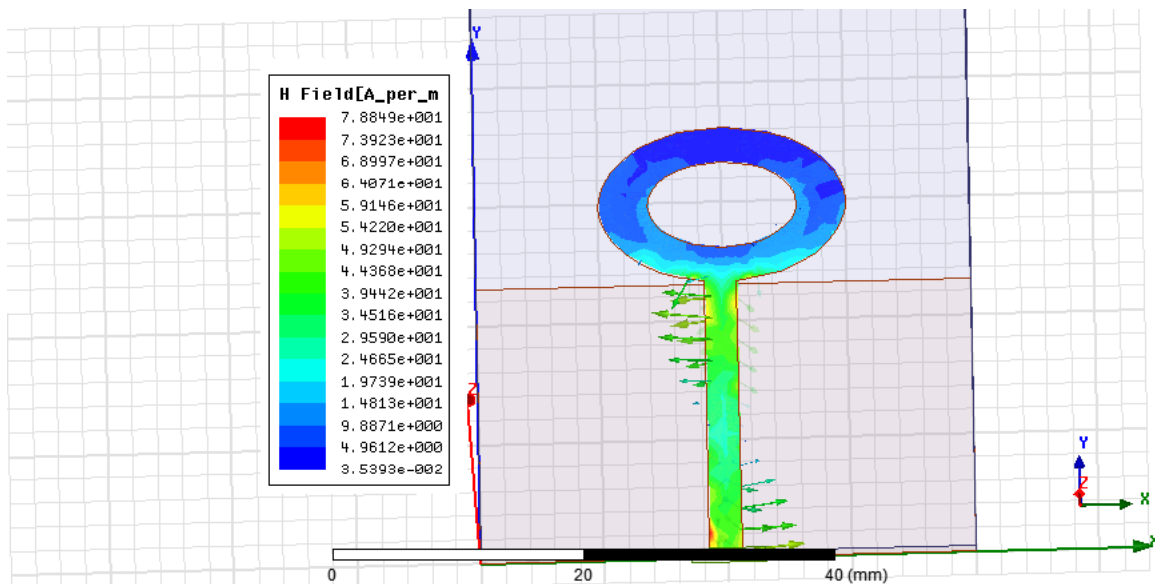
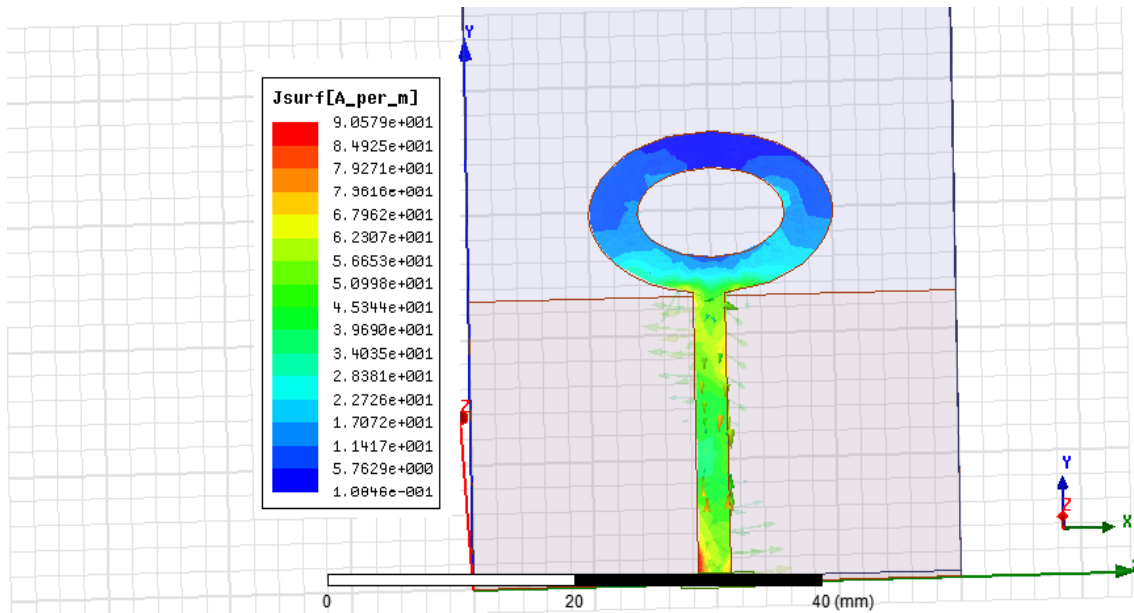
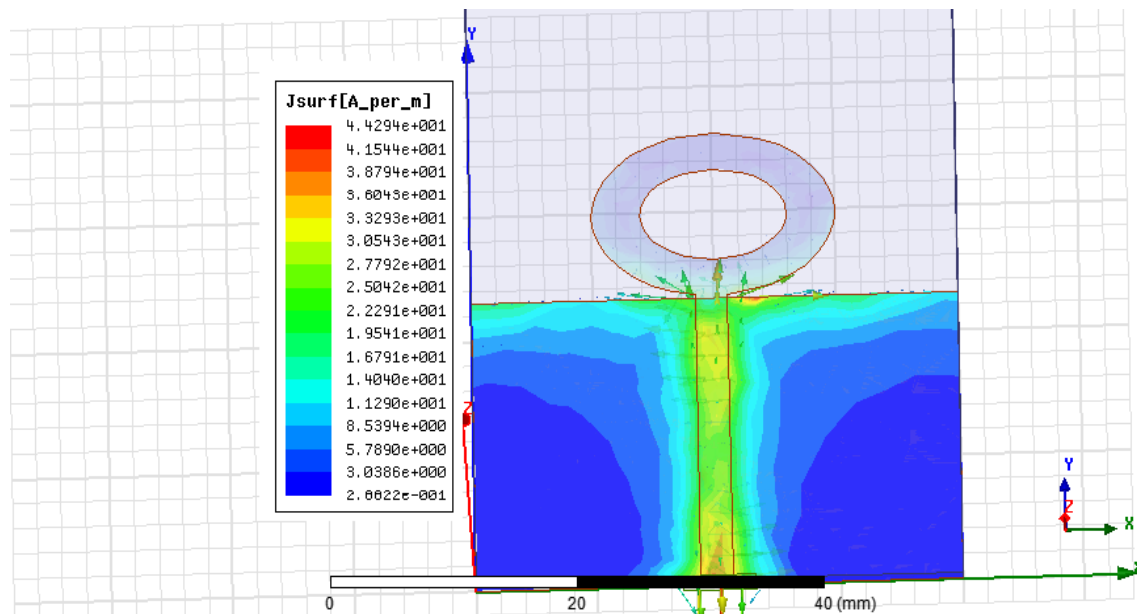


Figure. III.21. distribution du champ H sur l'élément rayonnant à 4GHz.



(A)



(B)

Figure. III.22. Distribution surfacique des courants sur l'élément rayonnant, face supérieure (A) et face inférieure(B) à 4.0GHz.

L'étude de la répartition des courants sur l'antenne est alors nécessaire, afin de visualiser l'impact du plan de masse et la ligne de transmission sur les trajets des courants. Ce travail a été effectué à la fréquence de 4GHz. La figure III.22 indique la répartition des courants dans le cas d'une antenne elliptique anneau. On peut remarquer que les courants se concentrent tout d'abord le long de la ligne avant d'arriver au l'élément rayonnant elliptique à son extrémité (Figure III.22 (A)).

En ces points, le plan de masse son tronqués, mais les courants continuent de se propager le long de plan de masse et des bords du patch elliptique. Cela confirme bien la présence d'une onde progressive qui continue sa propagation après la fin de la ligne. Cependant, il faut noter dans ce cas l'apparition de courant arrivant en sens inverse le long de l'extrémité du plan de masse (Figure III.22 (B)), provenant du point d'alimentation de l'antenne.

Cela a pour effet de crée une onde stationnaire aux coins de ce plans de masse avec une intensité des courants élevée en ces points, ce qui limite l'adaptation de l'antenne en empêchant la bonne propagation des lignes de champ.

III. 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'influence des différents paramètres géométriques de l'antenne planaire et ceux de l'alimentation par ligne microbande, qui nous ont permis de concevoir une antenne planaire de forme elliptique. Nous avons conclu que : les dimensions, la permittivité et l'alimentation ont une grande influence sur l'adaptation de l'antenne.

Dans une deuxième partie, nous avons présenté une nouvelle antenne dont la géométrie est basée sur celle de l'antenne planaire elliptique proposée. Nous avons vu comment, en insérant un élément elliptique dans le premier résonateur, il est possible de faire élargir la bande passante de l'antenne proposée. De plus, cette augmentation de la bande passante peut être pilotée en jouant sur les différents paramètres constituant la nouvelle géométrie, à savoir, sa permittivité, sa hauteur du substrat ou son plan de masse.

III. 5. Références bibliographiques

- [1] N. Seladji, F. Marouf, L. Merad, S. Meriah, F. Bendimerad, M. Bousahla, and N. Benahmed, "Antenne Microruban Miniature Ultra Large Bande ULB pour Imagerie Micro-onde," *Revue Méditerranéenne des Télécommunications*, vol. 3, pp. 21-25, 2013.
- [2] D. Walid, "Etude et conception d'une antenne patch ultra large bande ULB à bande rejetée," Mémoire de Master, Université Mohamed Bediaf-M'sila, Algérie, 2017.
- [3] E. A. Soliman, W. De Raedt, and G. A. Vandenbosch, "Microstrip-fed cusp antenna for ultra-wide band communication systems," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 19, pp. 33-38, 2009.
- [4] A. Benomar, "Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques. : Application aux Réseaux de Télécommunications"Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, 2015.
- [5] H.S. Chu. "Couplages algorithmes génétiques et TLM pour la conception des antennes imprimées miniatures",Thèse de Doctorat, Université Nice Sophia Antipolis, France, 2004.
- [6] Ansoft V. 13, H. F. S. S. "High Frequency Structure Simulator." Ansoft Co (2009).
- [7] H. Ouniss, "Conception et caractérisation d'antennes imprimées Ultra-Large-Bande," Mémoire de Master, Université Batna 2, Algérie, 2017.
- [8] M. Abri, N. Boukli-Hacene, and F. T. Bendimerad, "Application du recuit simulé à la synthèse d'antennes en réseau constituées d'éléments annulaires imprimés," in *Annales des Télécommunications*, vol. 60, pp. 1422-1438, 2005.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Pour une application donnée, le choix de l'antenne dépend d'un certain nombre de critères parmi lesquels nous soulignons la largeur de la bande passante. Ces dernières années plusieurs scénarios ont été suggérés non seulement pour développer les antennes mais aussi pour aboutir à une bande passante de plus en plus large que celle des antennes classiques [1]. Certaines applications des antennes exigent qu'elles soient adaptées aux surfaces courbées. Dans cette perspective, l'objectif de cette thèse était la modélisation, la conception et la réalisation de nouvelles antennes planaires pour des communications ultra large bande (ULB).

L'ULB permet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et donc des couts limités. Sa largeur de bande importante lui confère en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples. Réciproquement, sa faible densité spectrale de puissance lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences aux systèmes environnants [1]-[3]. C'est dans ce cadre que s'inscrit notre travail. Il s'agit de concevoir et d'étudier des antennes planaires adaptées au système Ultra Large Bande.

Au début de notre travail, nous avons présenté la technologie ULB. Les principes de modulations et de codage dans le domaine des télécommunications ont été présentés. Il est donc également présenté un aperçu sur les principales applications et les diverses de la technologie ULB. .

Le second chapitre a présenté un état de l'art des antennes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très large bandes de fréquences. Il n'a pu qu'être restrictif étant donné le fort intérêt que suscite aujourd'hui la conception d'antennes pour systèmes ULB et le nombre de publications proposant de nouvelles structures [3]-[4].

Après avoir présenté les antennes planaires y compris leurs avantages, inconvénients et ces applications, nous nous sommes intéressés à l'étude et à la comparaison entre une antenne elliptique microruban et une antenne à résonateur de forme elliptique-anneau en termes de la largeur de la bande passante.

Nous nous sommes orientés vers les antennes planaires avec substrat épais, de faible permittivité, et alimentées par une ligne microruban. Celles-ci présentent en effet une large bande passante, un diagramme de rayonnement directif et une bonne isolation entre le circuit et la partie rayonnante.

Après une présentation des différentes solutions existantes dans la littérature, nous avons choisi comme point de départ celle qui rassemblait le plus grand nombre des critères que nous recherchions. Cette antenne est constituée d'une ligne microbande alimentant par couplage directe un élément rayonnant elliptique situé au-dessus d'un plan de masse partiel. Elle présente une large bande passante en impédance, mais son diagramme de rayonnement n'est pas stable en fréquence. A cette effet les caractéristiques électromagnétiques essentielles telles que : les paramètres S et les diagrammes de rayonnement sont calculées utilisant le logiciel commercial Ansoft HFSS[®] [5].

Nous avons modifié l'antenne pour améliorer ce point en remplaçant l'élément rayonnant circulaire par une ellipse-anneau. Le fonctionnement de cette nouvelle antenne a ensuite été transposé dans la bande UWB 3.2-15.2 GHz. Les résultats des simulations prouvent que l'antenne à large bande couvre une bande de fréquence largement suffisante pour détecter le spectre ULB et que les diagrammes de rayonnement sont stables à travers toute la bande de fréquence. Une analyse détaillée du fonctionnement de l'antenne en impédance a été proposée et a permis d'élaborer une méthodologie de conception simple, rapide et efficace pour optimiser la bande passante de cette structure.

A partir de ce travail, quelques perspectives peuvent être envisagées.

Tout d'abord, au cours de la conception de l'antenne ULB planaire, nous avons remarqué qu'il y avait une déformation dans le diagramme de rayonnement, cette déformation est plus remarquable dans le plan H, ceci est expliqué par la non symétrie qui est due principalement à la dimension du substrat et le plan de masse partiel. A cet effet, il serait souhaitable par ailleurs de continuer ce travail pour pallier à ce défaut.

Enfin, il serait également souhaitable d'étendre l'étude à d'autres configurations d'antennes ULB avec d'autres types d'alimentations. De même qu'une optimisation des

différents paramètres peut être aussi réalisée. Cette étude peut être aussi élargie à l'étude d'un réseau d'antennes.

Références bibliographiques

- [1] H. K. Yoon, Y. J. Yoon, H. Kim, , C. H. Lee, "Flexible ultra-wideband polarization diversity antenna with band-notch function", *IET Microw Antennas Propag.* vol. 5, pp. 1463–1470, 2011.
- [2] S. Nikolaou, M. M. Tentzeris, and J. Papapolymerou, "Study of a conformal UWB elliptical monopole antenna on Flexible organic substrate mounted on cylindrical Surfaces," *The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07)*, pp1–4, 2007.
- [3] A. Benomar, "Etude des Antennes a Résonateurs Diélectriques. : Application aux Réseaux de Télécommunications" Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, 2015.
- [4] H. Ouniss, "Conception et caractérisation d'antennes imprimées Ultra-Large-Bande," Mémoire de Master, Université Batna 2, Algérie, 2017.
- [5] Ansoft V. 13, H. F. S. S. "High Frequency Structure Simulator." Ansoft Co (2009).

Annexes

Annexe A : Le logiciel de simulation HFSS

A.1. Présentation du logiciel

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) v13.0 d'Ansoft Corporation est un simulateur électromagnétique de haute performance pour les modèles en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Son code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis.

Il permet d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D [2].

Le HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs. C'est un outil permettant le calcul du comportement électromagnétique d'une structure. Le simulateur possède des outils de post traitement pour une analyse plus détaillée. Il permet le calcul des :

- quantités de base dans le champ proche et le champ lointain,
- impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation,
- les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique afin de générer une solution du champ électromagnétique. HFSS emploie la méthode des éléments finis. En général, cette méthode divise l'espace de résolution du problème en plusieurs milliers de régions plus petites et représente le champ dans chaque sous-région (élément) avec une fonction locale.

A.2. Le processus du logiciel HFSS

Le processus HFSS se déroule comme suit (Figure A.1) :

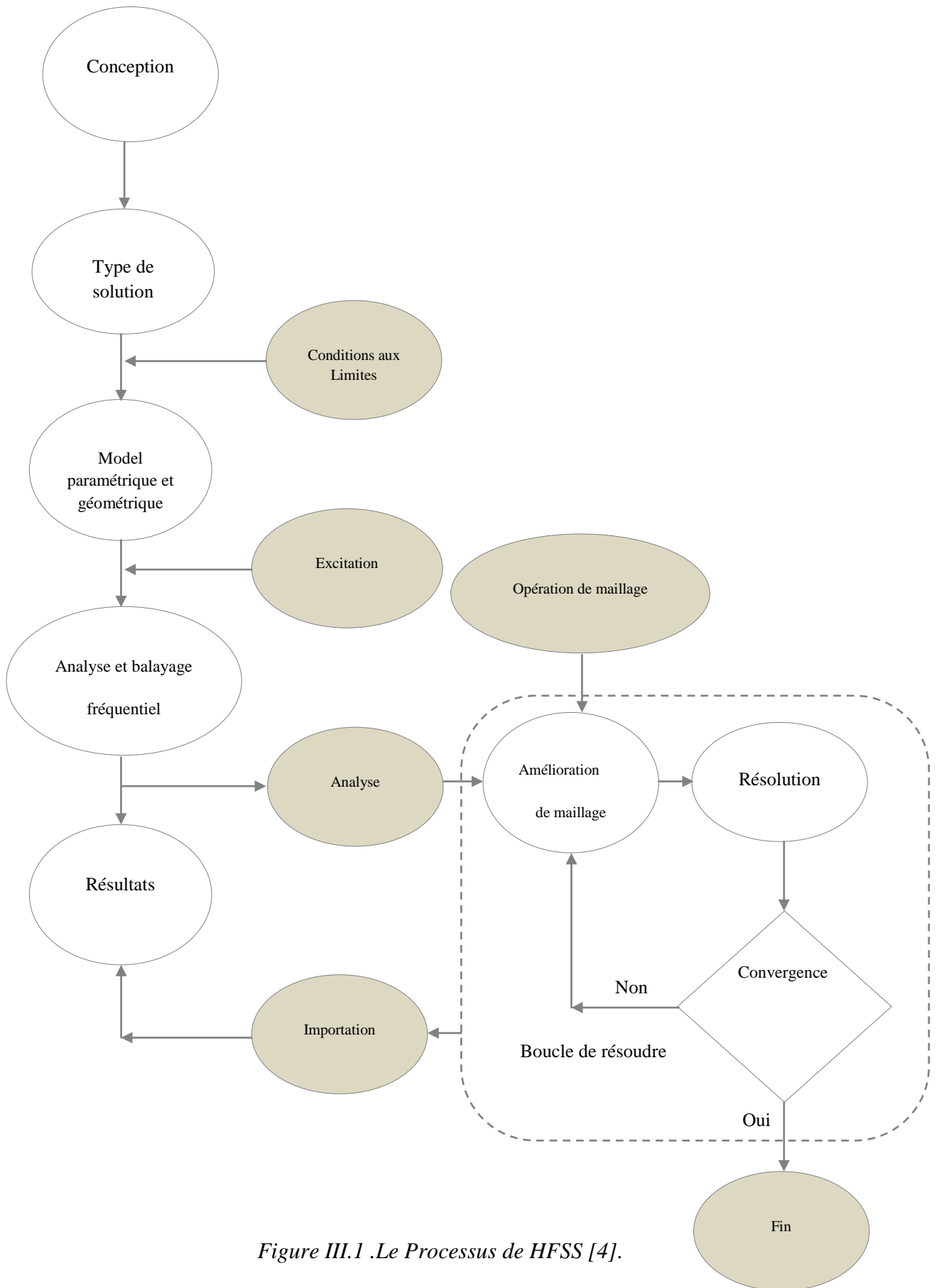


Figure III.1 .Le Processus de HFSS [4].

A.3. Création des projets par HFSS

Sur le menu **File**, on clique **New**. On spécifie le nom du projet quand on le sauve, on utilise le chemin : **File>Save** ou **File>Save As**. Pour un projet précédemment sauvé, on utilise la commande : **File>Open**.

Pour concevoir une structure sur HFSS, on suit ce procédé général. Il faut noter qu'après avoir inséré une conception, on n'a pas besoin d'exécuter les étapes séquentiellement, mais elles doivent être accomplies avant qu'une solution puisse être produite.

A.4. Insertion d'une conception de HFSS dans un projet

- Sur le menu de projet, cliquer sur **Insert HFSS Design**.
- La nouvelle conception est énumérée dans l'arbre de projet. Elle est appelée HFSS

Design par défaut, où est l'ordre dans lequel la conception a été ajoutée au projet.

- La fenêtre du modéliseur 3D apparaît à la droite de la fenêtre de gestion de projet. On peut maintenant créer modèle de la géométrie.
- On peut choisir le **Rescale** à la nouvelle option d'unités pour adapter les dimensions aux nouvelles unités.
- On dégage le Rescale à la nouvelle option d'unités (par défaut) pour convertir les dimensions en nouvelles unités sans changer la structure.
- On clique sur **OK** pour appliquer les nouvelles unités au modèle.

A.5. Dessiner un modèle

Pour créer une structure en 3D il suffit de la dessiner avec les outils mis à disposition par le logiciel. Ici, nous ne décrivons que les parties les plus difficiles à mettre en œuvre.

On peut créer les objets 3D en employant les commandes de l'aspiration de HFSS (**HFSS_Draw-commands**). Des objets sont dessinés dans la fenêtre du modéliseur 3D (figure A.2).

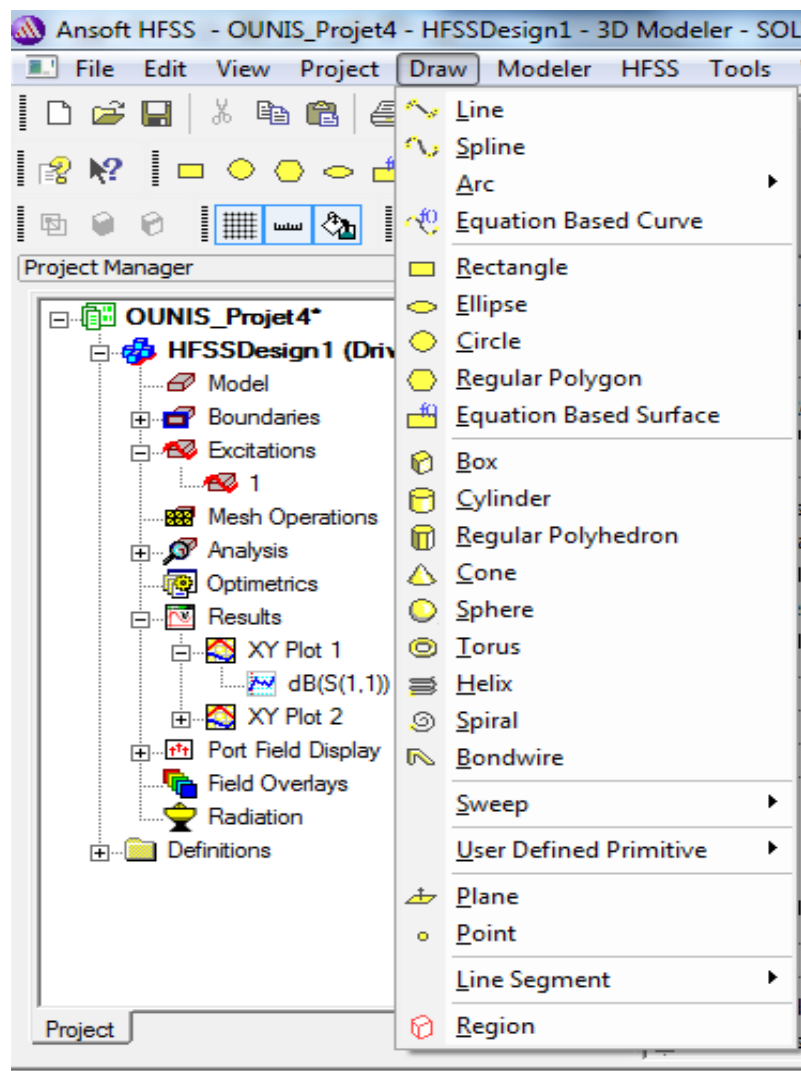


Figure. A.2. Fenêtre de gestion des différentes modèles à dessiner sur HFSS.

A.6. Utilisation des variables du projet

HFSS nous permet de définir les variables pour les associer à certains paramètres de la structure, comme les dimensions, les propriétés des matériaux (figure.A.3). L'utilisation des variables pour associer les dimensions simplifie les éventuels changements de ce dernier. Par exemple dans notre cas pour changer les excitations et dimensions du plot il suffit de changer la valeur de la variable correspondante.

Pour déterminer une variable, il faut sélectionner **Project > Project Variables** et entrer son nom, sa valeur et son unité. Une fois qu'une variable a été définie on peut utiliser son nom en place de sa valeur. HFSS nous permet aussi d'utiliser des fonctions mathématiques de variables définies.

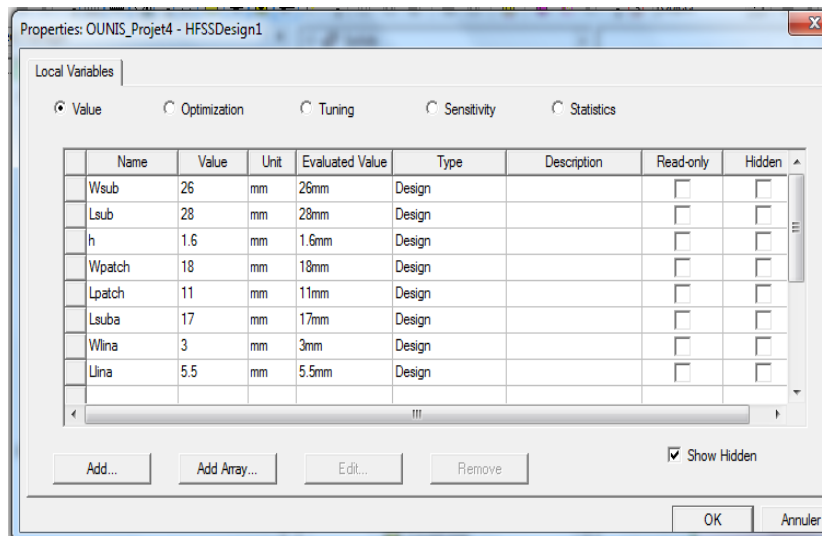


Figure. A.3. Utilisation des variables dans HFSS.

A.7. Types de solution dans HFSS

La première étape de faire une simulation est de déterminer le mode de solution qu'on souhaite réaliser. Les types d'accès et les résultats obtenus dépendent du type de solution sélectionnée [5]. Alors sur le menu de HFSS, cliquer sur **Solution Type** et la fenêtre de dialogue de type de solution apparaît (figure A.4).

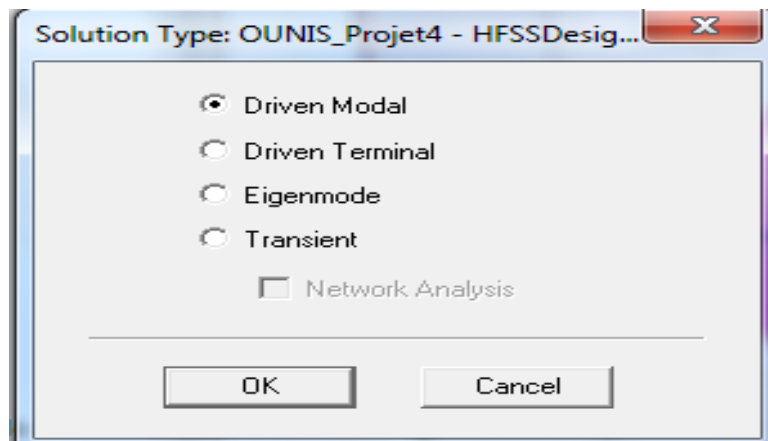


Figure. A.4. Sélection de type de solution.

A.8. Conditions aux limites

Dans le cas des antennes patch, un volume fictif est défini autour de l'antenne (pour limiter le maillage à base d'éléments finis). Le volume est conditionné par des frontières absorbantes, ce qui reflète mieux la réalité, du fait que l'antenne est conçue principalement

pour rayonner et émettre de la puissance dans l'espace. Par conséquent, la réflexion des ondes émises est supposée absente. Les conditions absorbantes qu'on a fixées pour les simulations s'avèrent donc les plus judicieuses.

Clicker sur le bouton droit sur les surfaces ou les limites puis sélectionner :

Assignboundary(perfectE, PerfectH, Radiation,...) à savoir la structure à étudier et ses conditions.

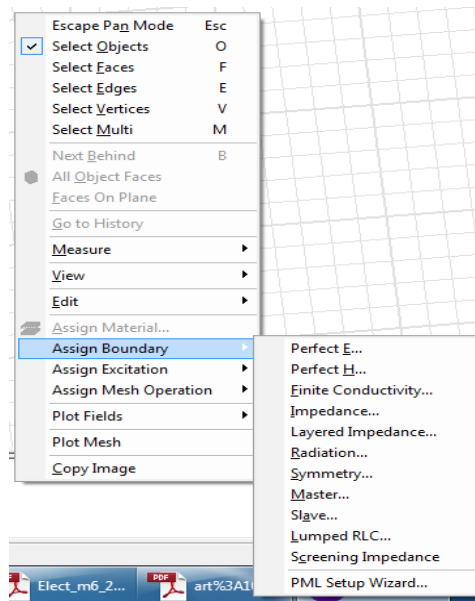


Figure. A.5. Création des conditions aux limites (boundary).

A.9. Bande de fréquences

Le comportement de l'antenne dépend étroitement de la bande de fréquence considérée. Il est donc essentiel de se fixer une bande de travail. Pour espérer avoir des résultats valides, la fréquence de résonance de l'antenne doit être spécifiée. On se fixe ensuite, une bande de travail de part et d'autre de cette fréquence de résonance selon le besoin et l'application dont l'objectif est de caractériser l'antenne sur une bande.

Il existe plusieurs façons de définir la bande passante (BP) d'une antenne. Lors de la conception d'antenne, la définition la plus commune est la bande passante en adaptation où le coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne est inférieur à un certain niveau. Le S_{11} est une

mesure de l'adaptation de l'antenne à l'impédance de la source et éventuellement la ligne de transmission qui les relie, qui s'écrit [6] :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (\text{A.1})$$

Z_{in} est l'impédance d'entrée de l'antenne qui varie en fonction de la fréquence et Z_0 est celle du générateur. Typiquement, $Z_0=50 \Omega$.

Le calcul des paramètres S11 de la structure hyperfréquence suit les étapes suivantes :

- division de la structure en un nombre fini d'éléments.
- Excitation de chaque port de la structure avec une onde se propageant le long d'une structure guide d'onde uniforme ou d'une ligne de transmission qui possède la même section que le port.
- Calcul de la configuration totale du champ électromagnétique à l'intérieur de la structure.

Nous pouvons également définir le taux d'ondes stationnaires (TOS) en fonction de (S_{11}) :

$$TOS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (\text{A.2})$$

Une bande passante est donc définie comme une plage de fréquence sur laquelle le S_{11} (ou le ROS) est inférieur à un niveau donné, choisi par convention. Il s'en suit la définition d'une bande passante relative (BP) à S_{11} donné :

$$BP_r = \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad (\text{A.3})$$

Où f_h et f_l sont les deux fréquences d'extrémité où le S_{11} est égal du niveau fixé, f_c étant la fréquence centrale de la bande considérée.

A.2.10. Génération des rapports

Une fois que la simulation est finie, on utilise les rapports pour consulter les résultats obtenus. Pour créer un rapport, on sélectionne **HFSS >Results>Create Report** et choisit le type du rapport (paramètres S ou les champs, etc.....) et son format d'affichage (rectangulaire, sur l'abaque de Smith, polaire,...). La fenêtre de création des Traces s'ouvre. On choisit la quantité que l'on veut tracer et on appuie sur **OK**. On peut aussi définir les relations mathématiques à partir des résultats obtenus: dans la fenêtre Traces on appuie sur **Output variables...** et on entre l'expression et le nom de variable que l'on veut définir.

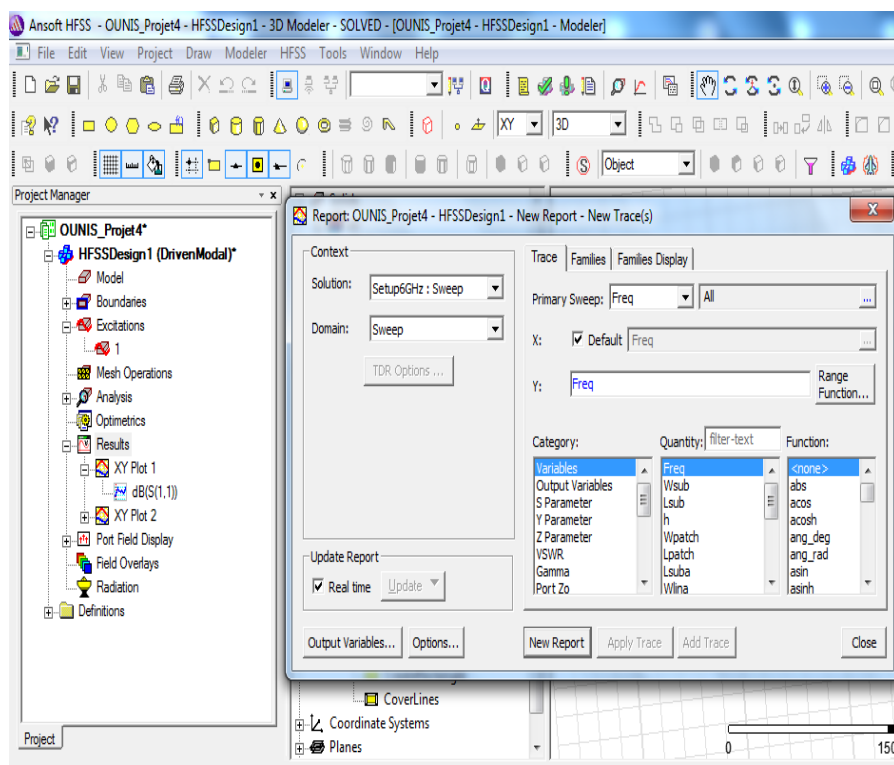


Figure. A.6. Définition d'un variable non prédéfinie sur HFSS.

Résumé :

L'objectif principal de notre travail est de concevoir des topologies d'antennes simples, à faible encombrement et à gain relativement élevé avec un fonctionnement ultra large Bande. Pour cela nous nous sommes orientés vers des antennes à résonateur imprimées. Elles ont fait l'objet de plusieurs recherches et ont acquis un grand intérêt du monde académique et industriel. Les antennes imprimées, par leurs simples et diverses géométries, peuvent être alimentées par différentes usuelles techniques. En outre, leurs tailles peuvent être plus petites que leurs homologues à savoir les antennes conventionnelles. Plusieurs résultats des simulations des antennes sur un logiciel commercial très utilisé au domaine d'électromagnétisme, ce logiciel est basé sur la méthode des éléments fins, et il offre des calculs bien précis.

Mots clés : Antennes imprimées ; conception ; large bande et ultralarge bande ; caractérisation ; Coefficient de réflexion ; HFSS.

Abstract:

The main objective of our work is to design simple, low-profile and relatively high gain antenna topologies with ultra-wide Band operation. For this reason, we went to use the printed resonator antennas. They have been the subject of several researches and have acquired a great interest of the academic and industrial world. The printed antennas, by their simple and various geometries, can be fed by various usual techniques. In addition, their sizes may be smaller than their counterparts conventional antennas. Several results of the simulations of the antennas on commercial software, very used to the field of electromagnetism, this software is based on the method of the fine elements, and it to offer high precise calculations.

Key words: Printed antennas; design; broadband and ultra wideband; characterization; Coefficient of reflection; HFSS.

ملخص:

يتمثل الهدف الرئيسي من عملنا في تصميم عدة انواع من الهوائيات البسيطة منخفضة الارتفاع نسبياً والتي تشتغل في نطاق ترددي عريض للغاية. لهذا السبب، اتجهنا إلى الهوائيات الرنانة المطبوعة .

هذه الاخيرة كانت موضوع العديد من الأبحاث واكتسبت اهتماما كبيرا سواء في العالم الأكاديمي والصناعي . يمكن تغذية الهوائيات المطبوعة، من خلال هندستها البسيطة والمتنوعة، من خلال التقنيات المعتادة المختلفة . بالإضافة إلى ذلك، قد تكون أحجامها أصغر من نظيراتها، أي الهوائيات التقليدية . العديد من نتائج محاكاة الهوائيات على برمجيات تجارية مستخدمة جدا في مجال الكهرومغناطيسية، يعتمد هذا البرنامج على طريقة العناصر الدقيقة ، ويقدم حسابات دقيقة.

الكلمات المفتاحية : هوائيات مطبوعة التصميم؛ النطاق العريض والنطاق العريض جدا؛ التوصيف ؛ معامل الانعكاس.