

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 Guelma



Faculté des Sciences et de la Technologie (ST)
Département D'Électronique et Télécommunications
Laboratoire des Télécommunications (LT)

THÈSE
EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT EN 3^{ème} CYCLE

Domaine : **Sciences et Technologie** Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Télécommunications**

Présentée par

GUERROUI Mohammed

Intitulée

Conception d'une nouvelle antenne pour une application GPR

Soutenue le : 27/10/2022

Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom

Grade

Mr HAMDI Rachid

Prof.

Univ. 8 Mai 1945 Guelma

Président

Mr BOUALLEG Ahcene

Prof.

Univ. 8 Mai 1945 Guelma

Rapporteur

Mr CHAABANE Abdelhalim

M.C.A

Univ. 8 Mai 1945 Guelma

Co-Rapporteur

Mr BENATIA Djamel

Prof.

Univ. de Batna 2

Examineur

Mr ABED Djamel

Prof.

Univ. 8 Mai 1945 Guelma

Examineur

Année Universitaire : 2021/2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Avant tout, j'adresse mes remerciements en premier lieu, à Allah le tout-puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il m'a donnée durant toutes ces longues années de formation.

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du laboratoire de recherche de Télécommunications (LT) de l'Université 8 Mai 1945 Guelma.

*Je souhaite remercier en premier lieu mon directeur de thèse, Monsieur **BOUALLEG Ahcene**, Professeur à l'Université 8 Mai 1945 Guelma, pour m'avoir accueilli au sein de son équipe. Je lui suis également reconnaissante pour le temps conséquent qu'ils m'ont accordé, ses qualités pédagogiques et scientifiques et sa sympathie. Ses conseils et remarques constructives étaient très bénéfiques pour mon travail. Son soutien et ses encouragements permanents ainsi que sa disponibilité jusqu'à l'achèvement de ce travail m'ont été très favorables.*

*J'adresse de chaleureux remerciements à mon Co-Directeur de thèse, Monsieur **CHAABANE Abdelhalim**, Maître de conférences classe (A) à l'université 8 Mai 1945 Guelma, pour son attention de tout instant sur mes travaux, pour ses conseils avisés et son écoute qui ont été prépondérants pour la bonne réussite de cette thèse.*

*Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur **REDADAA Salah**, Directeur du Laboratoire des Télécommunications (LT) et Professeur à l'Université 8 mai 1945 Guelma pour m'avoir accueillie au sein du laboratoire.*

*Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur **HAMDI Rachid** de l'Université 8 mai 1945 Guelma pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et d'avoir accepté de présider le jury de soutenance de cette thèse*

*Je souhaite remercier vivement Messieurs **BENATIA Djamel** et **ABED Djamel** Professeurs à l'Université de Batna 2 et 8 Mai 1945 Guelma, qui m'ont fait l'honneur de juger ce travail présenté dans cette thèse*

*J'exprime mes sincères reconnaissances à Mme **TOUAHRI Nabila** ingénieur du Laboratoire des Télécommunications (LT), pour tous ses encouragements et sa disponibilité le long de ma thèse.*

Je tiens à remercier tout le personnel de département de l'électronique et télécommunications et toutes les équipes de laboratoire de télécommunications pour leur gentillesse et leur disponibilité.

*Je suis très reconnaissant à Mme. **Rezaiguia Amel** et Mr. **Belahlou Hatem** pour leurs compréhension au sein de mon lieu de travail durant toute ma formation doctorale.*

*Je tiens à remercier ma sœur **GUERROUI Sarra** et mon épouse **Mehadjebia Bouchara** pour leur courage durant ma toute étude doctorale.*

Enfin, j'adresse mes remerciements les plus distingués à ma chère mère dont le soutien aussi bien moral que matériel ne m'a jamais fait défaut.

*Ce modeste travail est dédié à mon cher père **GUERROUI Hassan** Rabi yarahmou.*

Résumé

Le progrès technologique des communications sans fil a donné naissance à des équipements de communication de plus en plus compacts. L'antenne, élément-clé de ces dispositifs, doivent s'adapter à cette nouvelle contrainte. Parmi les antennes les plus populaires de nos jours, les antennes imprimées (micro-ruban ou patch en anglais) sont caractérisées par une faible masse, un encombrement réduit et une facilité de réalisation par la technique du circuit imprimé.

La technologie Ultra Large Bande (ULB) est une des technologies émergentes qui a mobilisé une grande attention des scientifiques et de l'industrie dans le monde entier après la réservation de la bande 3.1-10.6 GHz par la FCC (Commission Fédérale des communications), pour les applications ULB, ainsi que l'application radar à pénétration de sol, elle est considérée l'une des principales catégories d'applications ULB.

Le travail présenté dans cette thèse concerne à la conception d'antennes planaire pour des applications GPR (Ground Penetrating Radar). Après avoir introduit les antennes imprimées, y compris les caractéristiques de ce type d'antennes, les techniques d'alimentation, les avantages et limitations et leurs applications. Par la suite, une description sur les principes fondamentaux de l'application radar à pénétration de sol (GPR), ainsi qu'une description sur les antennes ULB la plus couramment utilise dans l'application GPR. La première partite est focalisée sur la réalisation pratique de trois nouvelles antennes planaire pour fonctionner dans la bande de fréquence [3.1-10.6 GHz] allouée par la Commission fédérale de communication (FCC) pour les applications GPR. Dans la seconde partie de cette thèse, deux nouveaux d'antennes ULB ont été fabriquées et tester pour une application GPR. Enfin, un test de pénétration est établi par la vérification du taux d'onde stationnaire sans et avec la surface de test. En effet, le premier antenne GPR-1 est testée devant une surface (sable sec/humide) et la deuxième antenne GPR-2 est testé devenant le béton. Les résultats expérimentaux concordent avec ceux obtenus par simulation et valident l'efficacité des deux antennes ULB conçue pour fonctionner comme une antenne GPR.

Mots clés : Fonctionnement ultra large bande (ULB), le taux d'onde stationnaire (VSWR), Les antennes ULB, antenne patch planaire, GPR applications.

Abstract

Technological progress in wireless communications has resulted in increasingly compact communication equipment. The antenna, a key element of these devices, has to adapt to this new constraint. Among the most popular antennas today are the microstrip or patch antennas, which are characterized by low mass, small size and ease of realization using printed circuit technology.

Ultra Wide Band (UWB) technology is one of the emerging technologies that has attracted a lot of attention from scientists and industry worldwide after the reservation of the 3.1-10.6 GHz band by the FCC (Federal Communications Commission), for UWB applications, as well as ground penetrating radar applications, it is considered one of the main categories of UWB applications.

The work presented in this thesis concerns the design of planar antennas for GPR (Ground Penetrating Radar) applications. After introducing printed antennas, including the characteristics of this type of antennas, feeding techniques, advantages and limitations and their applications. Subsequently a description of the main fundamentals of the Ground Penetrating Radar (GPR) application is given, as well as a description of the most commonly used ULB antennas in the GPR application. The first part is focused on the practical realization of three new planar antennas to operate in the frequency band [3.1-10.6 GHz] allocated by the Federal Communications Commission (FCC) for GPR applications. In the second part of this thesis, two new ULB antennas have been fabricated and tested for GPR application. Finally, a penetration test is established by checking the standing wave rate without and with the test surface. Indeed, the first GPR-1 antenna is tested in front of a surface (dry/wet sand) and the second GPR-2 antenna is tested above a mass of concrete. The experimental results agree with those obtained by simulation and validate the efficiency of the two ULB antennas designed to work as a GPR antenna.

Keywords: Ultra wide band (ULB) operation, Voltage standing wave rate (VSWR), UWB antennas, planar patch antenna, GPR applications.

ملخص

أدى التقدم التكنولوجي في الاتصالات اللاسلكية إلى تزايد معدات الاتصالات المدمجة. يعتبر الهوائي عنصر أساسي في هذه الأجهزة، يجب أن يتكيف مع هذا القيد الجديد. من بين الهوائيات الأكثر شيوعاً اليوم الهوائيات المطبوعة، والتي تتميز بكتلة منخفضة وحجم صغير وسهولة تصنيع باستخدام تقنية الدوائر المطبوعة.

تعد تقنية ذات النطاق الفائق العرض (UWB) واحدة من التقنيات الناشئة التي جذبت الكثير من الاهتمام من العلماء والصناعة في جميع أنحاء العالم بعد حجز نطاق 3.1-10.6 جيجا هرتز من قبل (FCC) (لجنة الاتصالات الفيدرالية)، لتطبيقات UWB، بالإضافة إلى تطبيقات الرادار المخترق للأرض، وتعتبر واحدة من الفئات الرئيسية من تطبيقات UWB.

يتعلق العمل المقدم في هذه الأطروحة بتصميم الهوائيات المطبوعة لتطبيقات (رادار الاختراق الأرضي). بعد تقديم تعريف على الهوائيات المطبوعة، بما في ذلك خصائص هذا النوع من الهوائيات، وتقنيات التغذية، والمزايا والقيود وتطبيقاتها. بعد ذلك، تقدم وصف للأساسيات الرئيسية لتطبيق الرادار المخترق للأرض، فضلاً عن وصف لأكثر هوائيات ذات النطاق الفائق العرض (UWB) الأكثر استخداماً في تطبيق رادار الاختراق الأرضي. يركز الجزء الأول على تصميم لثلاثة هوائيات مطبوعة جديدة للعمل في نطاق التردد [3.1-10.6 جيجا هرتز] المخصصة من قبل لجنة الاتصالات الفيدرالية (FCC) لتطبيقات (رادار الاختراق الأرضي). في الجزء الثاني من هذه الأطروحة، تم تصنيع هوائيين جديدين من ULB واختبارهما لتطبيق الرادار المخترق للأرض. أخيراً، يتم إنشاء اختبار الاختراق عن طريق التحقق من معدل الموجة القائمة بدون سطح الاختبار ومع سطحه. في الواقع، يتم اختبار الهوائي GPR-1 الأول أمام سطح (رمل جاف/رطب) ويتم اختبار الهوائي GPR-2 الثاني فوق كتلة من الخرسانة. تتفق النتائج التجريبية مع تلك التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة وتثبت كفاءة هوائيين ULB المصممين للعمل كهوائي GPR.

الكلمات المفتاحية: عملية النطاق العريض الفائق (ULB)، معدل الموجة الدائمة (VSWR)، هوائيات ذات النطاق فائق العرض، هوائي المستوي المطبوع، تطبيقات (رادار الاختراق الأرضي).

Remerciements.....	(I)
Résumé.....	(II)
Abstract.....	(III)
ملخص.....	(IV)
Tables des matières.....	(V)
Liste des figures.....	(X)
Liste des tableaux.....	(XV)
Liste des abreviations.....	(XVI)
Introduction générale.....	(1)

Chapitre I : Généralité sur les antennes

I.1 Introduction.....	(4)
I.2 Généralité sur les antennes.....	(5)
I.2.1 Définition.....	(5)
I.2.2 Propriétés et caractéristiques des antennes.....	(5)
I.2.2.1 Caractéristique électriques.....	(6)
a. Impédance d'entrée de l'antenne.....	(6)
b. Coefficient de réflexion.....	(6)
c. Taux d'onde stationnaire.....	(7)
d. Bande passante.....	(7)
I.2.2.1 Caractéristique de rayonnements.....	(8)
a. Diagramme de rayonnement.....	(8)
b. Puissance rayonné par une antenne.....	(12)
c. Directivité et gain d'une antenne.....	(13)
e. Polarisation d'une antenne.....	(14)
f. Rapport axial.....	(14)
I.3 Les antennes imprimées.....	(14)
I.3.1 Introduction.....	(14)
I.3.2 Description d'une antenne imprimée.....	(15)
I.3.3 Avantage et limitations des antennes imprimée.....	(16)
I.3.4 Applications des antennes imprimée.....	(17)
I.3.5 Technique d'alimentations des antennes imprimée.....	(17)
I.3.5.1 Alimentation par ligne micro ruban.....	(18)

I.3.5.2 Alimentation par sonde coaxial.....	(18)
I.3.5.3 Alimentation couplée par ligne micro ruban.....	(19)
I.3.5.4 Alimentation par couplage à travers une fente.....	(19)
I.3.5.5 Alimentation par guides d'ondes coplanaire.....	(20)
I.3.6 Mécanisme de rayonnement d'une Antenne Imprimée.....	(20)
I.4 Méthodes d'analyse.....	(21)
I.4.1 Méthodes analytiques.....	(21)
I.4.1.1 Modèle de la ligne de transmission.....	(22)
I.4.1.2 Modèle de la cavité.....	(22)
I.4.2 Méthodes numérique.....	(23)
I.4.2.1 Méthode des éléments finis.....	(23)
I.4.2.2 Méthode des différences finis.....	(24)
I.4.2.3 Méthode des moments.....	(25)
I.5 Conclusion.....	(26)
Références bibliographiques du chapitre I.....	(27-30)

Chapitre II : Principes fondamentaux du radar a pénétration de sol (Ground Penetrating Radar)

II.1 Introduction.....	(31)
II.2 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande.....	(32)
II.2.1 Bref historique.....	(32)
II.2.2 Définition.....	(33)
II.2.3 Les caractéristiques de la technologie ULB.....	(33)
II.3 Différents type d'application de l'ultra large bande.....	(34)
II.4 Radar à pénétration de sol (Ground penetrating Radar)	(35)
II.4.1 Introduction.....	(35)
II.4.2 Propriétés électromagnétique de sol.....	(36)
II.4.2.1 La permittivité diélectrique (ϵ en F/m).....	(37)
II.4.2.2 La conductivité (σ en S/m).....	(38)
II.4.2.3 La perméabilité magnétique (μ en H/m).....	(38)
II.4.2.4 Vitesse de propagation.....	(38)
II.4.2.5 Interaction micro-onde-matériau diélectrique	(38)
II.4.3 Principe et Définition d'un radar GPR.....	(39)

II 4.3.1 Définition.....	(39)
II.4.3.2 Principe de fonctionnement.....	(40)
II.4.4 Les applications du radars GPR.....	(41)
II.4.5 Les différents types des systèmes GPR.....	(43)
II.4.6 Les topologies des systèmes GPR.....	(44)
II.4.6.1 La topologie monostatique.....	(44)
II.4.6.2 La topologie mbistatique.....	(45)
II.4.6.3 La topologie multistatique.....	(45)
II.4.7 Les différente modes d’acquisitions du système GPR.....	(46)
II.4.7.1 Mode réflexion.....	(46)
II.4.7.2 Mode transmission.....	(47)
II.4.8 Les enregistrements radar.....	(48)
II.4.8.1 A-scan.....	(48)
II.4.8.2 B-scan.....	(49)
II.4.8.2 C-scan.....	(50)
II.4.9 Les paramètres de performance d’un radar GPR.....	(51)
II.4.9.1 Equation du radar.....	(51)
II.4.9.2 Dynamique du radar GPR.....	(52)
II.4.8.3 Rapport signal sur bruit.....	(52)
II.4.8.4 Résolution en profondeur.....	(53)
II.5 Les antennes ULB en GPR.....	(54)
II.5.1 Antennes à transition progressive (Vivaldi).....	(54)
II.5.2 Antennes en cornet.....	(56)
II.5.3 Antennes papillon (Bowtie).....	(56)
II.5.4 Antennes monopole imprimées.....	(57)
II.6 Conclusion.....	(58)
Références bibliographiques du chapitre II.....	(59-62)

Chapitre III : Conception et réalisations des antennes planaires ULB

III.1 Introduction.....	(63)
III.2 Présentation du logiciel de simulation électromagnétique (CST).....	(63)
III.3 Techniques de fabrication et de mesure.....	(64)

III.3.1 Étapes de fabrication.....	(65)
III.3.2 Appareil de mesure.....	(66)
III.4 Exemple d’antennes ULB pour des application GPR.....	(66)
III.4.1 Antenne-1 ULB en forme elliptique à polarisation circulaire.....	(66)
a-La géométrie de l’antenne-1 ULB proposée.....	(66)
b-Résultats et discussion.....	(68)
b-1 Le taux d’onde stationnaire (VSWR).....	(68)
b-2 Rapport axial (AR).....	(68)
b-3 Diagramme de rayonnement.....	(69)
b-4 Gain et efficacité de rayonnement.....	(70)
c-Validation expérimental.....	(71)
III.4.2 Antenne-2 ULB monopolaire en forme de U modifié, alimentée par CPW.....	(72)
a-La géométrie de l’antenne et processus de conceptions.....	(72)
b-Résultats et discussions.....	(73)
b-1 Le taux d’onde stationnaire (VSWR).....	(73)
b-2 L’impédance d’entrée.....	(74)
b-3 Diagramme de rayonnement.....	(75)
b-4 Gain et efficacité de rayonnement.....	(76)
c-Validation expérimental.....	(76)
III.4.3 Antenne-3 ULB en forme multi-anneaux.....	(77)
a-La géométrie de l’antenne et processus de conceptions.....	(77)
b-Résultats et discussions.....	(78)
b-1 Le taux d’onde stationnaire (VSWR).....	(78)
b-2 Diagramme de rayonnement.....	(79)
b-3 Gain et efficacité de rayonnement.....	(80)
c-Validation expérimental.....	(81)
III.5 Conclusion.....	(82)
Références bibliographiques du chapitre III.....	(83)

Chapitre IV : Conception d’une nouvelles antennes ULB pour des applications GPR

IV.1 Introduction.....	(84)
IV.2 Les antennes proposées.....	(85)
IV.2.1 Antenne GPR-1 proposée.....	(85)
a-Configuration de l’antenne.....	(85)
b-Résultats de simulation et interprétation.....	(86)
b-1 Coefficient de réflexion et le taux d’onde stationnaire.....	(86)

b-2 L'impédance d'entrée.....	(87)
b-3 Puissances au port d'entrée de l'antenne.....	(88)
b-4 La distribution du courant de l'antenne.....	(88)
b-5 Diagramme de rayonnement.....	(89)
b-6 Le gain et l'efficacité de rayonnement.....	(90)
c-Validation expérimental.....	(91)
d-Comparaison avec certaines antennes GPR publiées dans littératures.....	(92)
e-Test de pénétration dans le sol (sable sec/humide) pour l'antenne GPR-1.....	(92)
IV.2.2 Antenne GPR-2 proposée.....	(94)
a-Configuration de l'antenne.....	(94)
b-Résultats de simulation et interprétation.....	(95)
b-1 Coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire.....	(95)
b-2 L'impédance d'entrée.....	(97)
b-3 Diagramme de rayonnement.....	(97)
b-4 Le gain et l'efficacité de rayonnement.....	(98)
b-5 La phase de la fonction de transfert S_{21} et le temps de groupe.....	(98)
c-Validation expérimental.....	(99)
d-Comparaison d'antenne GPR-2 proposée avec les antennes déjà publiés.....	(100)
e-Test de pénétration dans le sol (béton) pour l'antenne GPR-2.....	(101)
IV.3 Conclusion.....	(103)
Références bibliographiques du chapitre IV.....	(104-106)
Conclusion générale.....	(107-109)
Production Scientifique.....	(110)

Liste des figures

Chapitre I : Généralité sur les antennes

Figure (I.1) : Rayonnement d'une antenne.....	(5)
Figure (I.2) : Le Schéma équivalent du dispositif à l'émission.....	(6)
Figure (I.3) : Représentation en quadripôle.....	(6)
Figure (I.4) : Définition de la bande passante.....	(8)
Figure (I.5) : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.....	(9)
Figure (I.6) : Les modèles de rayonnement d'une antenne.....	(9)
Figure (I.7): Angle d'ouverture d'une antenne.....	(10)
Figure (I.8): Les zones de rayonnements d'une antenne.....	(10)
Figure I.9: Les zones de rayonnements d'une antenne.....	(11)
Figure (I.10) : Puissance rayonnée par une antenne dans une direction quelconque Δ	(12)
Figure (I.11): Différentes types de polarisation d'une antenne.....	(14)
Figure (I.12): Structure de base d'une antenne imprimée.....	(15)
Figure (I.13): Les différentes formes d'une antenne imprimée.....	(16)
Figure (I.14): Alimentation par ligne microruban.....	(18)
Figure (I.15): Alimentation par ligne coaxial.....	(18)
Figure (I.16): Alimentation couplée par ligne microruban.....	(19)
Figure (I.17): Alimentation couplée par fente.....	(20)
Figure (I.18): Alimentation par ligne guide d'onde coplanaire.....	(20)
Figure (I.19): Distribution des charges et densité du courant sur une antenne microruban.....	(21)
Figure (I.20): Distribution de la composante verticale du champ électrique en mode fondamental.....	(21)
Figure (I.21): Principe du modèle de la ligne de transmission.....	(22)
Figure (I.22): Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité.....	(23)
Figure (I.23): Volume de calcul et cellule élémentaire.....	(24)

Chapitre II : Principes fondamentaux du radar a pénétration de sol (Ground Penetrating Radar)

Figure (II.1) : Chronogramme de l'évolution des communications UWB.....	(33)
Figure (II.2) : Densité spectrale de puissance (DSP) pour un système ULB et un système à bande étroite.....	(33)
Figure (II.3) : Interaction micro-onde-matière.....	(39)
Figure (II.4): Principales éléments composant le GPR.....	(40)
Figure (II.5): Schéma du principe de fonctionnement d'un radar GPR dans la configuration bistatique (émetteur et récepteur dissociés).....	(41)
Figure (II.6): Technique de sondage par géo-radar	(42)
Figure (II.7) : Schéma du principe d'un radar SFCW par rapport à un radar impulsionnel classique	(44)
Figure (II.8) : Topologie monostatique.....	(44)
Figure (II.9) : Topologie bistatique.....	(45)
Figure (II.10) : Topologie multistatique.....	(45)
Figure (II.11) : Mode réflexion à offset constant. Le profil radar s'obtient en déplaçant les antennes le long d'une ligne horizontale.....	(46)
Figure (II.12) : Mode CMP. La distance entre les antennes augmente le long du profil du radar.....	(47)
Figure (II.13) Mode transmission. Pour chaque position de l'antenne émettrice, une série de mesures est effectuée en déplaçant l'antenne réceptrice.....	(48)
Figure (II.14) : Décomposition des signaux formant le A-scan.....	(49)
Figure (II.15) : Représentation d'un B-scan.....	(50)
Figure (II.16) : Représentation d'un C-scan.....	(50)
Figure (II.17): Variation de la résolution spatiale en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité.....	(53)
Figure (II.18) : Différents type d'antennes TSA.....	(55)

Figure (II.19) : antenne Vivaldi.....	(55)
Figure (II.20) : À gauche : antenne cornet classique. A droite : cornet ridgé.....	(56)
Figure (II.21) : antenne papillon.....	(57)
Figure (II.22) : Exemples d’antennes imprimées ULB.....	(57)

Chapitre III : Conception et réalisations des antennes planaires ULB

Figure (III.1) : L’interface graphique de logiciel CST Microwave Studio 2016	(64)
Figure (III.2) : La machine LPKFProtoMap S103.....	(65)
Figure (III.3) : Connecteur SMA.....	(65)
Figure (III.4) : L’analyseur de réseau “R&S ®ZNB20”	(66)
Figure (III.5) : L’évolution de la géométrie de l’antenne-1 ULB proposée (a) prototype I, (b) prototype II et (c) prototype final.....	(67)
Figure (III.6) : Géométrie de l’antenne proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous...	(67)
Figure (III.7) : Comparaison du taux d’onde stationnaire de l’antenne-1 ULB proposée avec ceux des structures initiales.....	(68)
Figure (III.8) : Rapport axial en fonction de la fréquence de l’antenne elliptique proposée.....	(69)
Figure (III.9) : modèles de rayonnement à polarisation circulaire simulée à droite (RHCP).....	(69)
Figure (III.10) : modèles de rayonnement à polarisation circulaire simulée à gauche (LHCP).....	(70)
Figure (III.11) : Gain et efficacité de rayonnement de l’antenne-1 ULB proposée.....	(70)
Figure (III.12) : Prototype fabriqué de l’antenne-1 ULB proposée, (a) vue avant, (b) vue arrière.....	(71)
Figure (III.13) : Taux d’onde stationnaire (VSWR) simulé et mesuré de l’antenne ULB en fonction de la fréquence.....	(71)
Figure (III.14) : Évolution de la conception de l’antenne-2 UWB monopole en forme de U modifié à alimentation CPW proposée, (a) antenne 1, (b) antenne 2, (c) antenne 3.....	(72)
Figure (III.15) : Géométrie de l’antenne-2 ULB proposée.....	(73)

Figure (III.16) : Comparaison du VSWR de l'antenne-2 proposée avec ceux des structures initiales.....	(74)
Figure (III.17) : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne-2 proposée.....	(74)
Figure (III.18) : Diagrammes de rayonnement co-polaire de l'antenne simulé à trois fréquences, (a) plan H, (b) plan E.....	(75)
Figure (III.19) : Diagrammes de rayonnement cross-polaire de l'antenne simulé à trois fréquences, (a) plan H, (b) plan E.....	(75)
Figure (III.20) : Gain et efficacité de rayonnement de l'antenne proposée.....	(76)
Figure (III.21) : Prototype fabriqué de l'antenne-2 proposée.....	(76)
Figure (III.22) : VSWR simulé et mesuré de l'antenne-2 ULB monopole en forme de U modifiée alimentée par CPW.....	(77)
Figure (III.23) : L'évolution de la géométrie de l'antenne-3 proposée (a) prototype I, (b) prototype II et (c) prototype final.....	(78)
Figure (III.24) : Configuration de l'antenne-3 ULB multi-anneau proposée, (a) vue de face, et (b) vue de dessous.....	(78)
Figure (III.25) : Comparaison du VSWR de l'antenne-3 conçue avec ceux des antennes initiales.....	(79)
Figure (III.26) : Diagrammes de rayonnement normalisés à six fréquences, (a) plan H, (b) plan E.....	(80)
Figure (III.27) : Gain et efficacité de rayonnement de l'antenne proposée.....	(80)
Figure (III.28) : Prototype fabriqué de l'antenne-3 ULB proposée, (a) vue avant, (b) vue arrière.....	(81)
Figure (III.29) : Le VSWR simulé et mesuré de l'antenne-3 UWB proposée.....	(81)

Chapitre IV : Conception d'une nouvelles antennes ULB pour des applications GPR

- Figure (IV.1)** : Configuration détaillée de l'antenne GPR-1 proposée, (a) vue de face, (b) vue arrière, (c) vue latérale.....(85)
- Figure (IV.2)** : Evolution de l'antenne pendant la phase de conception, (a) antenne A, (b) antenne B, (c) antenne C.....(86)
- Figure (IV.3)** : TOS et S_{11} des trois antennes.....(87)
- Figure (IV.4)** : Parties réelles et imaginaires de l'impédance de l'antenne proposée.....(87)
- Figure (IV.5)** : Puissances au port d'entrée de l'antenne.....(88)
- Figure (IV.6)**: Distribution du courant sur la surface de l'antenne à différentes fréquences (a) 3.5 GHz, (b) 7 GHz, (c) et 16 GHz.....(89)
- Figure (IV.7)** : Diagrammes de rayonnement de co-polarisation normalisés à différentes fréquences.....(89)
- Figure (IV.8)** : Diagrammes de rayonnement de cross-polarisation normalisés à différentes fréquences.....(90)
- Figure (IV.9)** : Le gain et l'efficacité simulés de l'antenne proposée.....(90)
- Figure (IV.10)** : Prototype fabriqué de l'antenne GPR-1 proposée, (a) vue avant, (b) vue arrière.....(91)
- Figure (IV.11)** : Le taux d'onde stationnaire (VSWR) mesuré et simulé de l'antenne proposée.....(91)
- Figure (IV.12)** : Diagramme de l'antenne GPR au-dessus de la boîte d'essai considérée....(93)
- Figure (IV.13)** : VSWR à proximité de la boîte d'essai considérée.....(93)
- Figure (IV.14)** : Configuration détaillée de l'antenne GPR-2 en forme de losange conçue...(94)
- Figure (IV.15)** : Développement de la conception des antennes, (a) Antenne 1, (b) Antenne 2, (c) Antenne 3.....(95)
- Figure (IV.16)** : Comparaisons du taux d'ondes stationnaires de l'antenne GPR-2 conçue avec celles des conceptions primaires.....(96)
- Figure (IV.17)** : VSWR et S_{11} simulés de l'antenne GPR-2 proposée.....(96)

Figure (IV.18) : La partie réelle et imaginaire de l'antenne proposée.....	(97)
Figure (IV.19) : Diagrammes de rayonnement simulés dans les deux plans E et H pour les fréquences de résonance : 3.48 GHz, 5.58 GHz, 8.72 GHz, et 12.56 GHz.....	(97)
Figure (IV.20) : Courbes de gain et d'efficacité de rayonnement obtenues par l'antenne GPR-2 conçue.....	(98)
Figure (IV.21) : Simulation du temps de groupe de la phase de la fonction de transfert S_{21}	(99)
Figure (IV.22) : Prototype de l'antenne GPR-2 réalisée.....	(99)
Figure (IV.23) : Comparaison des taux d'onde stationnaire simulé et mesuré de l'antenne réalisée.....	(100)
Figure (IV.24) : Configuration du test GPR.....	(102)
Figure (IV.25) : Mesures VSWR de l'antenne seule et avec la masse de béton.....	(103)

Liste des tableaux

Tableau (II.1) : Gammas de fréquences pour les différents types de systèmes ULB.....	(34)
Tableau (III.1) : Paramètres géométriques de l'antenne proposée.....	(67)
Tableau (III.2) : Paramètres géométriques de l'antenne proposée.....	(73)
Tableau (IV.1) : Comparaison de la largeur de bande des trois antennes.....	(86)
Tableau (IV.2) : Analyse comparative de l'antenne conçue avec d'autres antennes planaires précédemment publiées pour des applications GPR.....	(92)
Tableau (IV.3) : Comparaison de la bande passante des trois antennes.....	(95)
Tableau (IV.4) : Comparaison des paramètres de l'antenne GPR-2 proposée avec ceux de quelques autres antennes GPR citées précédemment.....	(101)

Liste des abbreviations

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers.

TOS: Taux d'Onde Stationnaire.

VSWR: Voltage Standing Wave Ratio.

HBP: Half Power Beamwidth.

GPS: Global Positioning system.

RFID: Radio Frequency Identification.

CPW: Coplanar Wave Guide.

FEM: Finite elements Method.

FDTD: Finite Difference Time Domain.

MOM: Method of Moments.

ULB : Ultra Large Bande.

FCC : Federal Communication Commission.

GPR: Ground Penetrating Radar.

DSP : Densité Spectral de Puissance.

EM: Electromagnetic Wave.

FMCW: Frequency Modulated Continuous Wave.

SFCW: Step Frequency Continuous Wave.

SNR: Signal Noise to Rate.

CMP: Common Mid-Point.

WARR: Wide Angle Reflection and Refraction.

TSA : Tapered Slot Antennas.

LTSA: Linear Tapered Slot Antennas

ETSA: Exponential Tapered Slot Antennas.

RF: Radio Frequency.

CST : Computer Simulation Technologie.

FIT: Finite Integration Technique.

HFFS: High Frequency Simulator Structure.

SMA: Sub Miniature Version A.

VNA: Vector Network Analyser.

AR: Axial Ratio.

RHCP: Right Hand Circularly Polarization.

LHCP: Left Hand Circularly Polarization.

Introduction Générale

Introduction générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les préoccupations de ce domaine, on trouve les antennes. Dans ce contexte, l'antenne est l'un des organes technologiques les plus importants qui a donné un avantage concurrentiel dans toute l'industrie des télécommunications. Elle est une composante à part entière, dans un système de communication qui nécessite une étude particulière.

Pour répondre aux besoins actuels du système des communications, les concepteurs en hyperfréquences sont amenés à élaborer des dispositifs à base des antennes planaires. Ces antennes présentent des caractéristiques très avantageuses, surtout dans le cas où elles doivent opérer dans des fréquences élevées.

La technique ultra-large bande (ULB) se caractérise par la possibilité d'une implémentation simple à faible consommation et faible coût. De plus, l'intérêt de la recherche sur les systèmes à ultra-large bande (ULB) a gagné en popularité principalement après l'année 2002, lorsque le département américain de la Commission fédérale des communications (FCC) a attribué un spectre sans licence à des fins industrielles et scientifiques. Ce pas en avant de la FCC a ouvert de nouvelles portes à la recherche sur l'ULB dans le domaine des communications sans fil et de l'imagerie par micro-ondes [1-2]. L'ULB couvre une bande de fréquences allant de 3,1 à 10,6 GHz qui a prévu des applications dans le domaine des réseaux locaux sans fil (WLAN), des réseaux corporels sans fil (WBAN), de l'interopérabilité des sans fil pour l'accès aux micro-ondes (WiMAX), des réseaux personnels sans fil (WPAN) et de la technologie Ground Penetrating Radar (GPR). Radar (GPR) où une large bande passante est nécessaire [3-4].

Le GPR est l'une des principales applications de la technologie ULB, qui est largement utilisée dans des applications militaires et civiles telles que la détection de mines terrestres [5]. En outre, le GPR est également utilisé dans des techniques de télédétection telles que le contrôle non destructif du béton et la détection de personnes piégées sous des débris ou dans un environnement opaque [6]. Pour la mise en œuvre des systèmes GPR ULB, plusieurs types d'antennes ont été utilisés pour le GPR ULB, comme l'antenne à cornet [7], l'antenne bowtie [8] et l'antenne Vivaldi [9]. Elles ont offert des performances satisfaisantes ; cependant, leurs structures encombrantes et compliquées les limitent d'être utilisées pour les applications GPR.

L'objectif visé par le travail présenté dans le cadre de cette thèse est la conception d'antennes micro-rubans de bonnes performances (compactes, de dimensions réduites, large bande et de bonne performances de rayonnement, etc.) pour une application GPR. L'idée consiste à proposer différentes structures d'antennes ULB capables d'être exploitées dans le domaine de GPR.

La simulation des différentes structures a été réalisée sous le logiciel CST MWS (Computer Simulation Technology- MicroWaves Studio). L'antenne à concevoir devrait être caractérisée par une grande pénétrabilité à travers différents types de surface. Le degré de pénétrabilité va être vérifié par le niveau du taux d'onde stationnaire (TOS) à travers différentes obstacles.

La thèse est subdivisée en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, des notions de base sur l'antenne, ainsi que leurs caractéristiques comme le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, ... etc., sont présentées. Les antennes micro-rubans sont décrites d'une manière générale, telle que : leurs avantages et limitations, leurs applications, les techniques d'alimentations, et le mécanisme de rayonnement. Un bref aperçu sur les méthodes d'analyse des antennes micro-rubans est évoqué enfin de chapitre.

Le second chapitre, est consacré à la présentation des principes fondamentaux de l'application GPR. Dans un premier temps, on présentera la technologie ULB dont nous présenterons ses principales caractéristiques et leurs applications tel que le radar à pénétration de sol. Dans un second temps, une description générale sur le GPR telles que les propriétés diélectriques de sol, la définition et le principe de GPR et leur application...etc. Puis, nous complétons ce chapitre par les antennes ULB utilisées dans GPR.

Dans le troisième chapitre, on présentera des nouvelles structures d'antennes ultra large bande qui seront destinées à être utilisées dans les applications GPR. Dans une première partie, une simulation touchant les paramètres suivant : le taux d'onde stationnaire, le gain, l'efficacité de rayonnement, et le diagramme de rayonnement est effectuée. Dans la deuxième partie, les antennes simulées sont fabriquées et caractérisées par un analyseur de réseau.

Enfin le dernier chapitre est consacré à la conception et la fabrication de deux nouvelles antennes ULB pour des applications GPR. Dans un premier lieu, les différentes caractéristiques

de chaque antenne (coefficient de réflexion, VSWR, l'impédance d'entrée, gain, l'efficacité de rayonnement et diagrammes de rayonnement) seront présentées et commentées. Dans la deuxième partie de ce chapitre, les résultats simulés de chaque antenne sont validés expérimentalement par la mesure de taux d'onde stationnaire et comparés avec celle simulée. Enfin, un test de pénétration est établi par la vérification du taux d'onde stationnaire sans et avec la surface de test. En effet, la première antenne GPR-1 est testée devant une surface (sable sec/humide) et la deuxième antenne GPR-2 est testée devant le béton.

Nous terminerons notre manuscrit par une conclusion générale et des perspectives.

Références bibliographiques

- [1] M. M. Islam, M. Samsuzzaman, and M. R. I. Faruque, "Five band notched ultrawide band (UWB) antenna loaded with c-shaped slots," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, pp. 1470–1475, 2015.
- [2] P. Sarkar, R. Ghatak, M. Pal, and D. R. Poddar, "Compact UWB Band pass filter with dual notch bands using open Circuited stubs," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 22, pp. 453–455, 2012.
- [3] S. Shi, W.-W. Choi, W. Che, K.-W. Tam, and Q. Xue, "Ultra-Wideband Differential Band pass filter with narrow notched band and improved common-mode suppression by DGS," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 22, pp. 185–187, 2012.
- [4] J. Zhang, S. W. Cheung, L. Liu, and T. I. Yuk, "Simple notches design for ultra-wideband monopole antennas with coplanar-waveguide-coupled-fed," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, pp. 1017–1027, 2013.
- [5] Y. Ranga, K. P. Esselle, L. Matekovits and S. G. Hay, "Increasing the gain of a semicircular slot UWB antenna using an FSS reflector," *IEEE APS Topical Conference on Antenna and Propagation in Wireless Communication (APWC)*, Cape Town, pp. 478-481, 2012.
- [6] C. Ozdemir, B. Yilmaz, S. I. Keceli, H. Lezki and O. Sutcuoglu, "Ultra Wide Band horn antenna design for Ground Penetrating Radar: A feeder practice," *15th Int. Radar Symposium (IRS)*, Gdansk, pp. 1-4, 2014.
- [7] N. Chakrabarti, S. Kalra, S. Saxena, and M.R Tripathy, "Ultra-wideband antenna for a ground penetrating radar" In *Proceedings of the 2016 Thirteenth International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)*, Hyderabad, India, 21–23 July 2016; pp. 1–6.
- [8] R. K. Badhai, N. Gupta, "Reduced size bow-tie slot monopole antenna for land mine detection," *Microwave and Optical Technology Letters* vol. 52, 122–125, 2009.
- [9] M. Moosazadeh, and S. Kharkovsky, "Development of the antipodal Vivaldi antenna for detection of cracks inside concrete members".*Microwave and Optical Technology letters* vol. 57, 1573–1578, 2015.

Chapitre I
Généralités sur les
antennes

I.1 Introduction

Actuellement, nous vivons dans l'ère des systèmes de communications, où la communication est un processus d'échange d'informations entre deux points, il y a de nombreux moyens de communication, mais la façon la plus préférée est la technologie de communication sans fil. Dans le système de communication sans fil, une antenne joue un rôle vital, donc elle est considérée comme un dispositif technologique plus important dans l'industrie des télécommunications [1].

On ne peut pas imaginer un système de communication sans fil sans équipement d'antenne approprié. Tout mauvais traitement dans la transmission et la réception de l'information entraîne une défaillance complète du système. Au choix approprié de la conception d'une antenne est le critère le plus important pour la conception d'un système de communication sans fil. Avec la croissance rapide des systèmes de communication sans fil, il est nécessaire d'introduire une antenne miniature de faible coût et de meilleures performances [2].

Le but de ce chapitre est de présenter les notions de base de l'antenne telles que les caractéristiques électriques et de rayonnements. Par la suite nous présentons la technologie des antennes imprimées tel que : leurs avantages et limitations, leurs applications, les techniques d'alimentations et le mécanisme de rayonnement. Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons abordé les méthodes d'analyse des antennes imprimées.

I.2 Généralité sur les antennes

I.2.1 Définition

La norme IEEE a défini le terme antenne est un *moyen de rayonnement ou de réception des ondes radio* [3]. Plus concrètement, d'après Paul F. Combes [4] : « 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 ». La figure (I.1) en fait une illustration simple de rayonnement de l'antenne

Ses principaux rôles sont [5] :

- Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur.

- De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée.
- Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes on dit que son fonctionnement est réciproque.

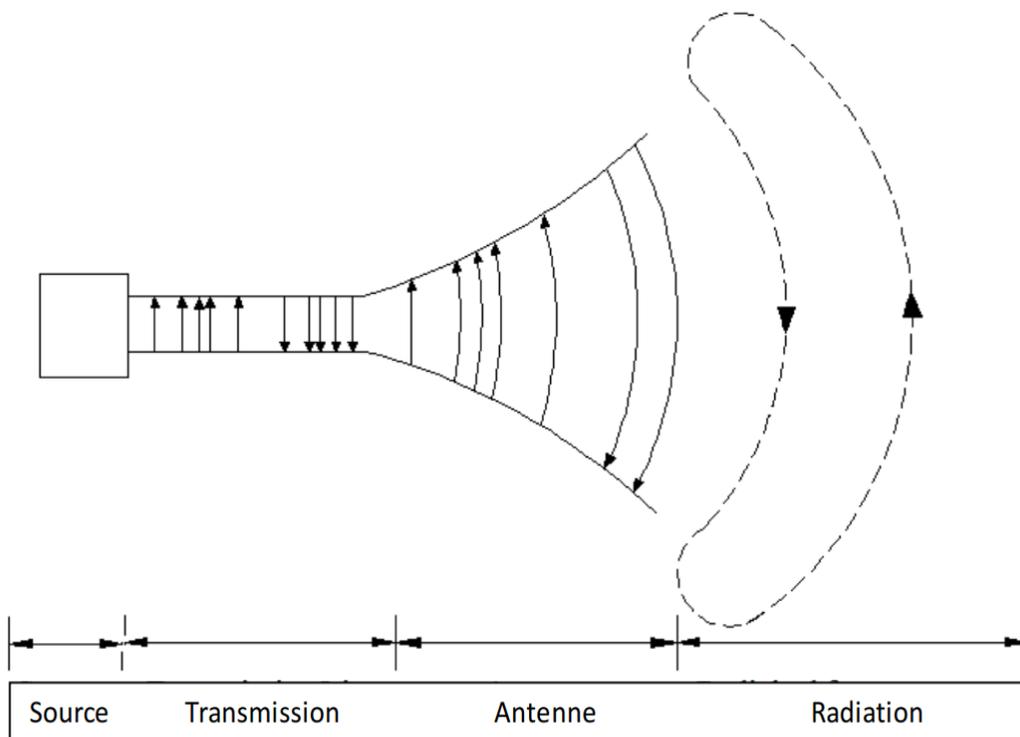


Figure (I.1) : Rayonnement d'une antenne [3].

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

I.2.2 Propriétés et caractéristiques des antennes

De façon générale, divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Ces paramètres peuvent être classés en deux grands groupes. Le premier caractérise l'antenne considérée en tant qu'élément de circuit électrique tel que : l'impédance d'entrée de l'antenne, le coefficient de réflexion, le taux d'onde stationnaire (TOS), et la bande passante (BP).

Le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne tel que : le diagramme de rayonnement, l'efficacité, le gain et la directivité, et la polarisation d'antenne.

I.2.2.1 Caractéristiques électriques

a. Impédance d'entrée de l'antenne

L'impédance d'entrée est nécessaire pour adapter l'antenne au générateur qui l'alimente ou, en réception, pour assurer un transfert maximal de puissance active entre l'alimentation et l'antenne [6].

Considérons une antenne (exemple d'une antenne dipôle) dont on peut définir les deux bornes d'entrée A et A' (Plan de référence) comme illustré dans la figure (I.2).



Figure (I.2) : Le Schéma équivalent du dispositif à l'émission [7].

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de ce composant. Elle est représentée par :

$$Z_e(f) = R_e(f) + X_e(f) \tag{I.1}$$

Où f : représente la fréquence de résonance de l'antenne

D'une part, la partie réelle de l'impédance d'entrée $R_e(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet Joule, onde de surface, etc.) et d'autre part, la partie imaginaire $X_e(f)$, d'interprétation plus délicate est liée à la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne [8].

b. Coefficient de réflexion

Une antenne peut être représentée et analysée comme un quadripôle ou, les paramètre S de la matrice illustrée dans la figure (I.3).

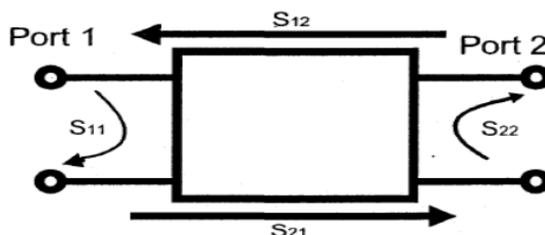


Figure (I.3) : Représentation en quadripôle [9].

Le coefficient de réflexion tire sa définition de l'adaptation. Une meilleure adaptation mène à un transfert maximal de la puissance entre l'alimentation et l'antenne. Le rapport entre la puissance réfléchie au niveau de l'entrée de l'antenne et la puissance émise définit alors le coefficient de réflexion Γ ou S_{11} . Il est directement lié à l'impédance caractéristique et l'impédance d'entrée selon la relation [10] :

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

$Z_{\text{entrée}}$: Impédance d'entrée de l'antenne

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne

Pour: $Z_{\text{entrée}} = Z_c \Leftrightarrow S_{11} = 0$, dans ce cas, il n'y a pas d'onde réfléchie, on parle de l'adaptation de l'impédance d'entrée à la ligne.

c. Taux d'onde stationnaire (TOS)

Le Taux d'Ondes Stationnaires (TOS) ou en anglais Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre la ligne de transmission et l'antenne [11]. Il représente le rapport entre la tension maximale et minimale ou bien donné en fonction du coefficient de réflexion Γ ou S_{11} , par le relation suivant :

$$\text{T.O.S} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (\text{I.3})$$

Dans le cas, où l'adaptation de l'antenne est délicate, soit on cherchera à concevoir une antenne de telle sorte à une impédance proche ou égale à Z_c à la fréquence de travail. Soit on ajoute une ligne quarte d'onde où stub entre la ligne d'alimentation et l'antenne pour modifier l'impédance d'entrée depuis la source et assurera l'adaptation d'impédance [6].

d. Bande passante

La bande passante d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises [5]. Elle peut aussi être définie en fonction du coefficient de réflexion $S_{11} \leq -10$ dB (figure I.4) ou $\text{VSWR} \leq 2$, à condition que les caractéristiques de l'antenne (diagramme de rayonnement, impédance

d'entrée, gain, polarisation, angle d'ouverture...) restent stables sur cette bande de fréquence [12].

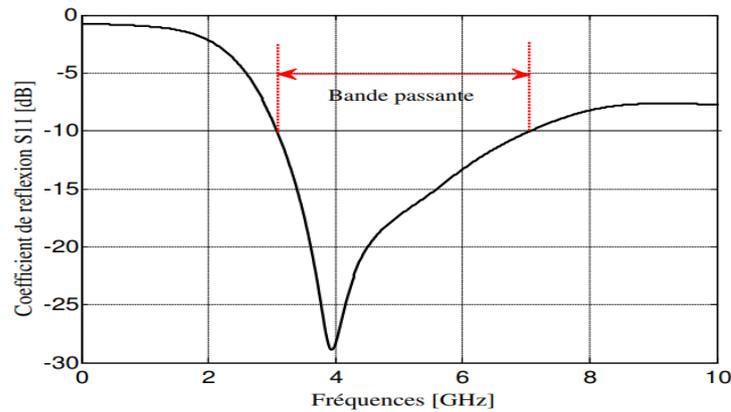


Figure (I.4) : Définition de la bande passante [11].

La bande passante BP est donnée par [13] :

$$BP (\%) = 2 \frac{f_h - f_L}{f_h + f_L} \times 100 \quad (\text{I.4})$$

Où: f_h : Fréquence haute, f_L : Fréquence basse.

I.2.2.2 Caractéristiques de rayonnement

a. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. Dans la plupart des cas, le profil de rayonnement est déterminé dans la région du champ lointain et est représenté en fonction des coordonnées directionnelles. Les propriétés du rayonnement comprennent la densité du flux de puissance, l'intensité du rayonnement, l'intensité du champ, la directivité, la phase ou la polarisation. La propriété du rayonnement la plus préoccupante est la distribution spatiale bidimensionnelle de l'énergie rayonnée en fonction de la position de l'observateur [3]. La représentation du diagramme illustre dans la figure (I.5).

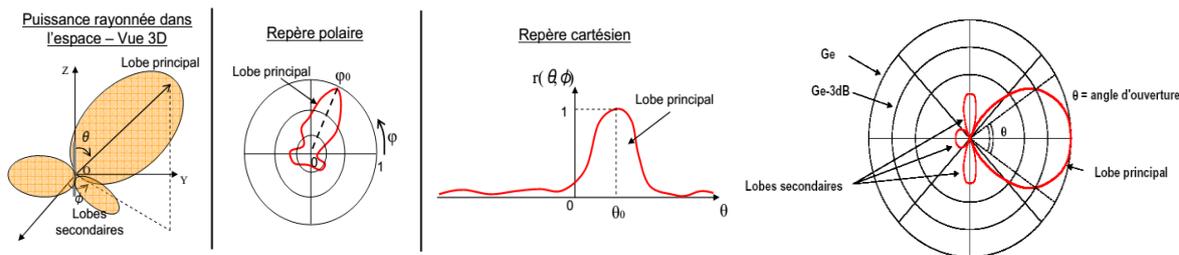


Figure (I.5) : Représentation du diagramme de rayonnement d’une antenne [14].

Classiquement, on a pris l’habitude de représenter le diagramme de rayonnement, en coordonnées rectangulaires, soit en coordonnées polaires, dans les deux plans perpendiculaires (Le plan E est défini comme le plan contenant l’axe de l’antenne et le champ électrique et Le plan H est défini comme le plan contenant l’axe de l’antenne et le champ magnétique) [5]. Comme le montre la figure (I.6) il existe trois modèles de rayonnement (isotrope, omnidirectionnel et directif) couramment employés pour décrire la propriété du rayonnement d’une antenne [3] :

- **Antenne isotrope** : est défini comme « une antenne sans perte hypothétique ayant un rayonnement égal dans toutes les directions ». Bien qu’il soit idéal et pas physiquement réalisable, il est souvent pris comme une référence pour exprimer les propriétés de directivité des antennes réelles.
- **Antenne omnidirectionnel** : est défini comme un « ayant un motif essentiellement non directionnel dans un plan donné (dans ce cas en azimut) et un motif directionnel dans tout plan orthogonal (dans ce un motif omnidirectionnel est alors un type spécial de motif directionnel).
- **Antenne directif** : Une antenne directionnelle est une « ayant la propriété de rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques plus efficacement dans certaines directions que dans d’autres.

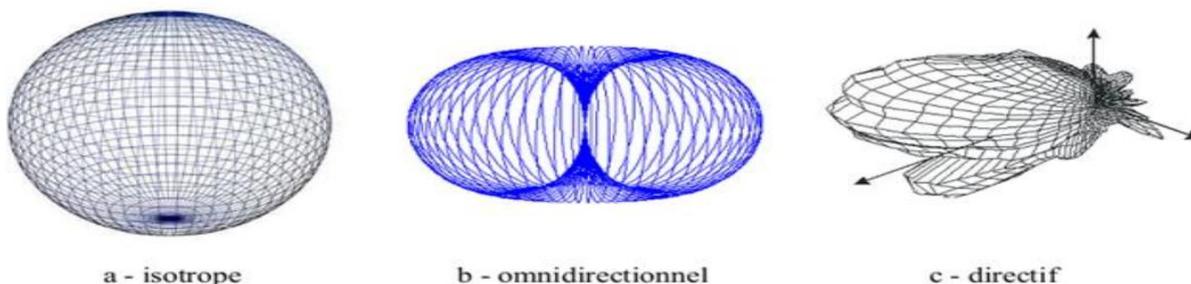


Figure (I.6) : Les modèles de rayonnement d’une antenne [15].

a.1 Angle d'ouverture [14] :

L'angle d'ouverture (half power beamwidth en anglais) caractérise la largeur du lobe principal, comme indique la figure (I.7). L'angle d'ouverture à -3 dB $2\theta_3$ représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. Il s'agit de l'angle entre les deux directions autour du lobe principal où la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal.

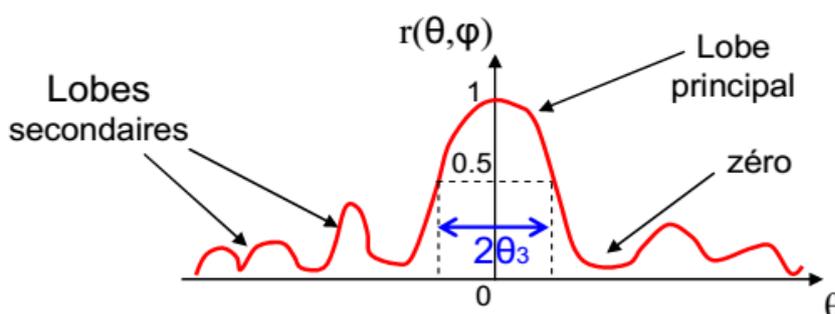


Figure (I.7): Angle d'ouverture d'une antenne [14].

b. Les zones de rayonnements

L'espace entourant une antenne est généralement subdivisé en trois régions, à savoir la région du champ réactif (zone de Rayleigh), la région du champ proche rayonné (zone de Fresnel) et la région du champ lointain (zone de Fraunhofer) comme le montre la figure (I.8) [3].

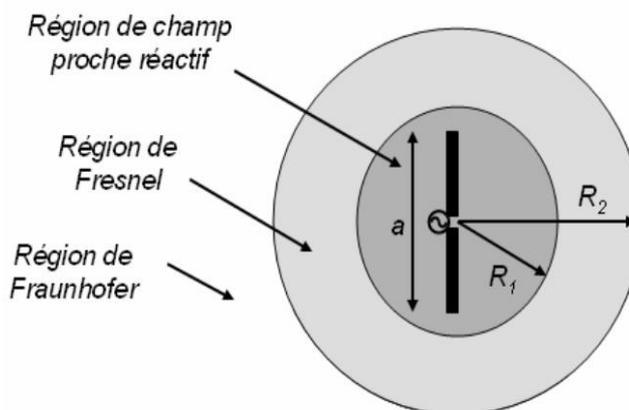


Figure (I.8) : Les zones de rayonnements d'une antenne [16].

b.1 Région réactive de champ proche (zone de Rayleigh).

C'est la région entourant la source rayonnante où la puissance réactive (purement imaginaire) prédomine. La densité de puissance est quasi-constante, cette région est délimitée par une sphère de rayon avec [17]:

$$r_1 = \frac{D^2}{2\lambda} \quad (\text{I.5})$$

Où : D la plus grande dimension de l'antenne et λ la longueur d'onde.

b.2 Zone de rayonnement intermédiaire (zone de Fresnel)

Il s'agit de la zone intermédiaire dans laquelle la densité de puissance est fluctuante et la divergence du faisceau devient appréciable. Elle délimitée par l'intervalle de distance $r_1 \leq r \leq r_2$ avec [17]:

$$r_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{I.6})$$

b.3 Région de champ lointain (zone de Fraunhofer)

C'est la région, définie par une distance radiale r supérieure à r_2 , où l'énergie électromagnétique est rayonnée dans toutes les directions de l'espace couvertes par le diagramme de rayonnement de l'antenne. La puissance rayonnée est purement réelle et indépendante de la distance radiale [17].

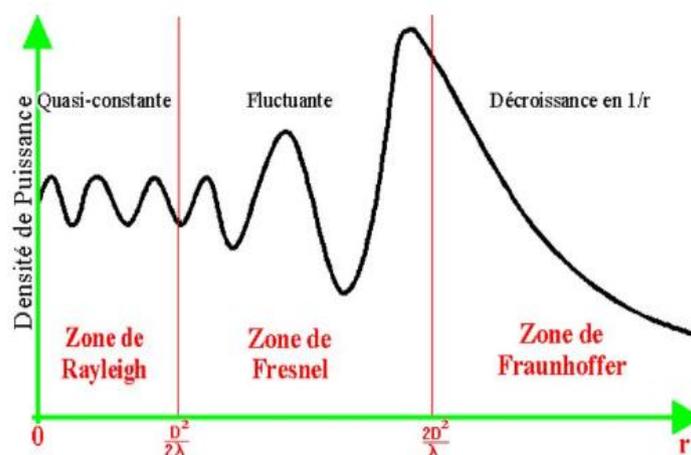


Figure I.9: Les zones de rayonnements d'une antenne [17].

c. Puissance rayonnée par une antenne

Une antenne sert à convertir une puissance électrique Pa en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transportée par une onde électromagnétique, qui peut se propager dans toutes les directions de l'espace. Le centre de l'élément rayonnant est placé au centre d'un repère sphérique (figure (I.10)) et connectée à une source qui lui fournit une puissance électrique Pa .

Les coordonnées sphériques (R, θ, ϕ) constituent un système de coordonnées particulièrement bien adapté à l'étude des antennes.

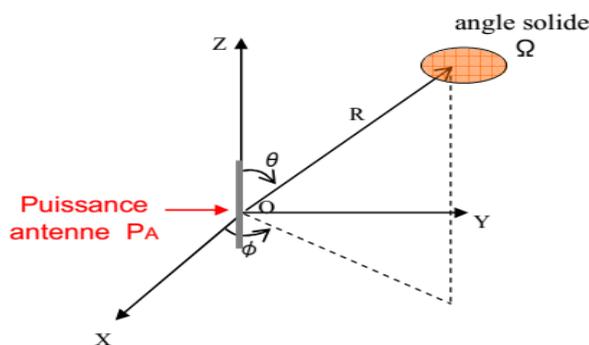


Figure (I.10) : Puissance rayonnée par une antenne dans une direction quelconque Δ [14].

On appelle plan horizontal le plan repéré dans le repère sphérique par les coordonnées $(\theta = \pi/2 ; \varphi \in [0, 2\pi])$. On appelle plan vertical tous les plans repérés dans le repère sphérique par les coordonnées $(\varphi = \text{Constante} ; \theta \in [0, \pi])$.

- La puissance rayonnée par unité d'angle solide (le stéradian) dans une direction quelconque Δ définie par deux angles θ, φ est, puisqu'il y a 4π stéradians dans une sphère : $\frac{Pa}{4\pi}$ nous la noterons par la Majuscule P [4]:

$$P(\theta, \varphi) = \frac{Pa}{4\pi} \text{ (watts)} \quad (\text{I.7})$$

Elle est parfois appelée intensité de rayonnement, exprimée en watts/stéradian.

- La puissance rayonnée par unité de surface à la distance R , ou densité de puissance, est $\frac{Pa}{4\pi R^2}$ puisque la surface de la sphère est $4\pi R^2$; nous la noterons par la Minuscule p [4]:

$$p(\theta, \varphi) = \frac{Pa}{4\pi R^2} \left(\frac{W}{m^2} \right) \quad (\text{I.8})$$

d. Directivité et Gain d'une antenne [4]

Considérons une antenne qui rayonne une puissance $P(\theta, \varphi)$ par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) . Soient P_a la puissance d'alimentation de cette antenne et P_{tot} la puissance totale qu'elle rayonne. Nous avons $P_{tot} = \eta P_a$; η est le rendement de l'antenne.

d.1 Définition :

La directivité de l'antenne est le rapport de la puissance définie ci-dessus à la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide, à condition que les puissances totales rayonnées soient les mêmes.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{tot} / 4\pi} \quad (\text{I.9})$$

$$P_{tot} = \int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega \quad (\text{I.10})$$

$$d\Omega = \sin \theta d\theta d\varphi \quad (\text{I.11})$$

Dans la direction de rayonnement maximale (θ_0, φ_0) , On note la directivité :

$$D(\theta_0, \varphi_0) = D = 4\pi \cdot \frac{P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_{tot}} \quad (\text{I.12})$$

Le gain de l'antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport de la puissance $P(\theta, \varphi)$ définie ci-dessus à la puissance que rayonnerait la source isotrope par unité d'angle solide, à condition que les puissances d'alimentation soient les mêmes :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a / 4\pi} \quad (\text{I.13})$$

L'appellation "gain" d'une antenne, sans préciser la direction considérée, est réservée au gain dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0) il est noté G :

$$G(\theta_0, \varphi_0) = G = 4\pi \cdot \frac{P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_a} \quad (\text{I.14})$$

En l'exprime souvent en décibels par :

$$G(\text{dB}) = 10 \log 4\pi \cdot \frac{P_0(\theta_0, \varphi_0)}{P_a} \quad (\text{I.15})$$

Nous voyons qu'en valeur naturelle, la relation entre gain et directivité est :

$$G = \eta \cdot D \quad (\text{I.16})$$

e. Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une onde est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes [13]. L'onde électromagnétique peut être rayonnée de trois manières différentes : linéairement, circulairement et elliptiquement, comme le montre la figure (I.11) [18]. La polarisation de l'antenne est définie en fonction de la polarisation de l'onde électromagnétique. Les antennes polarisées linéairement peuvent être verticales ou horizontales [19].

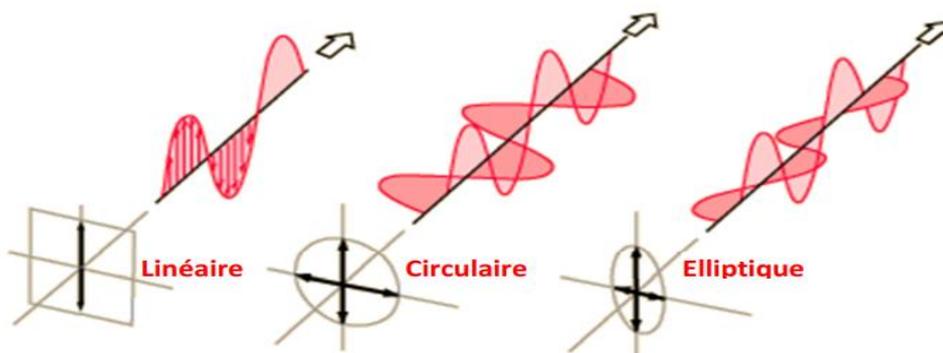


Figure (I.11): Différentes types de polarisation d'une antenne [12].

f. Rapport axial

Le rapport axial (en anglais Axial ratio) d'une antenne est défini comme le rapport entre le grand et le petit axe d'un diagramme d'antenne à polarisation circulaire. Si une antenne a une polarisation circulaire parfaite alors ce rapport serait de 1 (0 dB). Cependant il est difficile d'obtenir une polarisation circulaire pure donc : si le rapport axial est égal ou inférieur à 3 dB dans ce cas la polarisation est considérée circulaire et s'il est compris entre 3 et 10 dB la polarisation est considérée elliptique, plus que cela la polarisation est considérée polarisation linéaire.

I.3 Les antennes imprimées

I.3.1 Introduction

Le concept d'antennes imprimées, appelées aussi antennes microrubans ou (microstrip patch en anglais) n'est pas un concept nouveau. Les premières publications apparaissent en 1953 avec Deschamps [20] et en 1955 avec le dépôt d'un brevet français par Gutton et Baissinot [21]. Les premières réalisations naissent avec Howell et Munson [22-23-24] en début des années 1970 grâce à l'arrivée sur le marché diélectrique à faible perte.

Durant ces dernières années, Les antennes imprimées sont largement employées dans les systèmes de télécommunications, de mobiles terrestres, de télédétection et télémétrie (radar embarqué, avion, fusées, missile, navires, véhicules routiers, etc.), grâce aux avancées en terme de réduction de l'encombrement et dimension [25-26].

Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antenne : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Elles sont aujourd'hui implantées dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes [27].

I.3.2 Description d'une antenne imprimée

Une antenne imprimée se compose d'une pièce métallique rayonnante (habituellement de 17,5 à 35 μm d'épaisseur en hyperfréquence et 9 μm en millimétrique) sur un côté du substrat diélectrique et un plan de masse de l'autre côté comme représenté sur la figure (I.12). L'élément rayonnant est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ($\sigma = 5.7 \times 10^7 \text{ S/m}$) et l'or ($\sigma = 4.1 \times 10^7 \text{ S/m}$) [2-28]. En plus le substrat est caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r et ses pertes diélectriques représentées par le paramètre $\tan \delta$.

L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photos gravées sur le substrat diélectrique.

Les substrats exploités dans la conception d'antennes sont nombreux. Leurs permittivités relatives sont généralement dans la gamme $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de faible permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité et une large bande passante. Mais dans ce cas les pertes par ondes de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante [29].

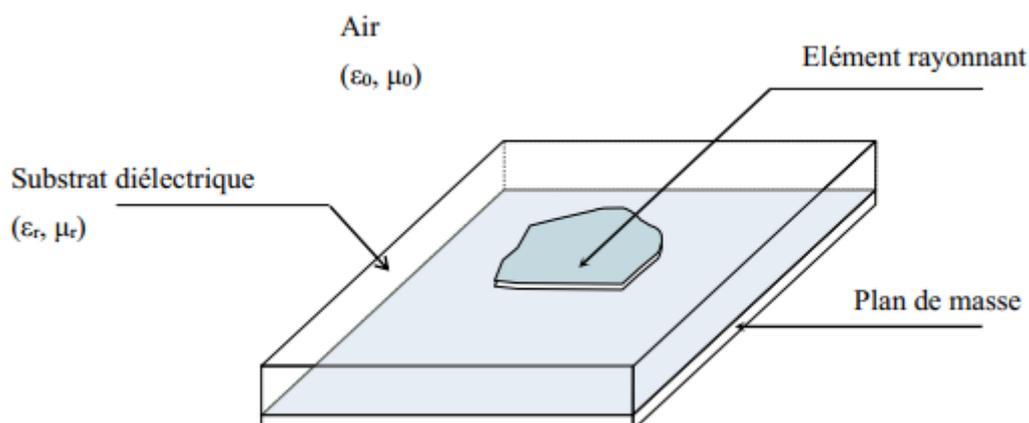


Figure (I.12) : Structure de base d'une antenne imprimée [30].

L'élément rayonnant peut épouser plusieurs formes (figure (I.13)). En pratique, on trouve essentiellement des rectangles, des triangles, des carrés et des disques sont les plus utilisés. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication [17].

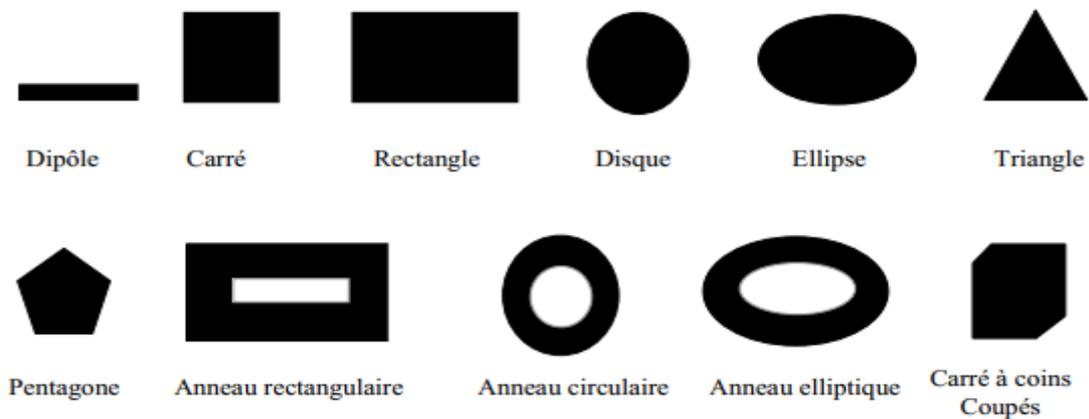


Figure (I.13) : Les différentes formes d'une antenne imprimée [31].

I.3.3 Avantages et limitations des antennes imprimées

Les antennes imprimées présentent plusieurs avantages par rapport aux antennes micro-ondes conventionnelles, et de nombreuses applications couvrant donc la large gamme de fréquences allant de 100 MHz à 100 GHz. Les principaux avantages des antennes imprimées sont le suivant [32] :

- Fabrication à faible coût.
- Poids léger et profil mince.
- Les polarisations linéaires et circulaires sont possibles avec une alimentation simple.
- Il est facile de fabriquer des antennes à dual-band, multi-bandes et à double polarisation (linéaire et circulaire).
- Peut être facilement intégré aux circuits intégrés à micro-ondes.
- Les lignes d'alimentation et les réseaux d'adaptation peuvent être fabriqués simultanément avec la structure de l'antenne.

Cependant, les antennes imprimées présentent également certaines limites par rapport aux antennes micro-ondes conventionnelles [33] :

- Largeur de bande étroite (5 % à 10 %) et problème de tolérance associés.
- Gain un peu plus faible (de l'ordre 6 dB).

- Les pertes par diélectrique, par conducteur et par onde de surface peuvent être importantes pour les patches minces, ce qui traduit par une mauvaise efficacité de l'antenne.
- La pureté de la polarisation est difficile à obtenir.
- Sensibilité aux facteurs environnementaux tels que la température et l'humidité.

I.3.4 Applications des Antennes Imprimées [34]

Les antennes imprimées sont bien connues pour leurs performances, leur conception robuste, leur fabrication et leur utilisation étendue. Les avantages de ces antennes sont de surmonter leurs inconvénients tels que la facilité de conception, la légèreté, etc., les applications sont dans divers domaines tels que les applications médicales, les satellites et, bien sûr, même dans les systèmes militaires comme les fusées, les missiles d'avions, etc. Les antennes imprimées sont utilisées dans de nombreux domaines et elles connaissent aujourd'hui un véritable essor commercial en raison du faible coût du substrat et de la fabrication. On s'attend également à ce qu'en raison de l'utilisation croissante des antennes imprimées dans une large gamme, elles puissent remplacer les antennes conventionnelles pour un maximum d'applications. L'antenne imprimée à plusieurs applications. Certaines de ces applications sont présentées ci-dessous :

- Application de communication mobile et par satellite.
- Applications du système de positionnement global (GPS).
- Identification par radiofréquence (RFID).
- Application du radar.
- Application de télémédecine.

I.3.5 Techniques d'Alimentation des Antennes Imprimées

Les antennes imprimées peuvent être alimentées par diverses méthodes. Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories : les méthodes d'alimentation avec contact et les méthodes d'alimentation par proximité. Dans la méthode d'alimentation avec contact, le patch de l'antenne est directement alimenté en énergie RF. Les méthodes d'alimentation par contact les plus utilisées sont l'alimentation par microruban et l'alimentation par sonde coaxiale. D'autre part, dans la méthode d'alimentation par proximité, le patch de l'antenne est indirectement alimenté par la puissance RF et la puissance RF est transportée vers le patch par couplage électromagnétique. Les techniques d'alimentation par proximité les plus

couramment utilisées sont l'alimentation à couplage par ligne et l'alimentation à couplage à travers une fente [35-36-37]. Ces méthodes d'alimentation populaires sont brièvement présentées ci-dessous :

I.3.5.1 Alimentation par ligne microruban

Dans ce type d'alimentation, une ligne microruban est reliée directement au bord de l'élément rayonnant (Figure (I.14)). La largeur de cette ligne est plus petite que celle du patch [38]. L'avantage de ce type d'alimentation est qu'elle peut être gravée sur la même face que l'élément rayonnant, elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à la résonance [39]. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées, elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite.

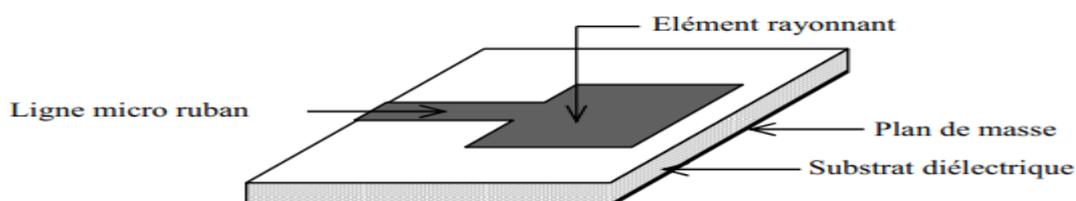


Figure (I.14) : Alimentation par ligne microruban [31].

I.3.5.1 Alimentation par sonde coaxial

L'alimentation coaxiale, également appelée alimentation par sonde, est une technique largement utilisée pour alimenter les antennes à patches microruban. Dans cette technique, le conducteur interne du connecteur coaxial est tiré à travers le diélectrique et soudé sur le patch rayonnant, tandis que le conducteur externe est fixé au plan de masse (figure (I.15)).

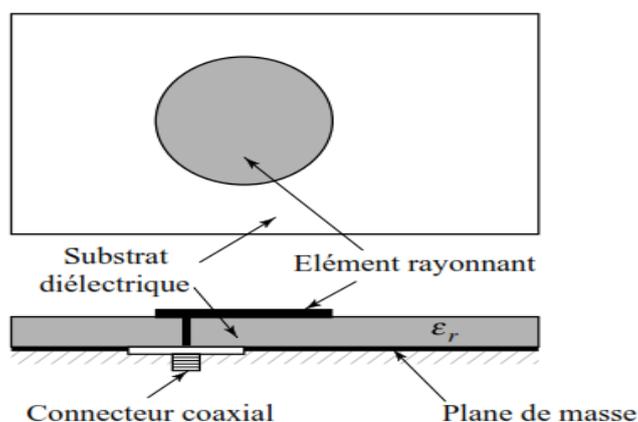


Figure (I.15) : Alimentation par ligne coaxial [40]

Le principal avantage de ce schéma d'alimentation coaxial est qu'il peut être placé à n'importe quelle position à l'intérieur du patch pour faciliter son adaptation à l'impédance d'entrée. Cependant, le principal obstacle à cette technique d'alimentation est qu'elle est compliquée à modéliser. En effet, un trou doit être percé dans le substrat et le connecteur doit rester en dehors du plan de masse, ce qui n'en fait pas une structure planaire complète pour les substrats épais. De plus, pour les substrats plus épais, la longueur de la sonde augmentée rend l'impédance d'entrée plus inductive, ce qui entraîne des problèmes d'adaptation d'impédance [41].

I.3.5.3 Alimentation couplée par ligne microruban

L'alimentation à couplage de proximité est également appelée schéma de couplage électromagnétique. Dans cette technique, deux substrats diélectriques différents sont utilisés de telle sorte que la ligne microruban est placée entre les deux substrats et le patch rayonnant est situé sur le dessus du substrat supérieur (figure (I.16)). Le principal avantage de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine les rayonnements parasites et offre une bande passante très élevée [42]. Les inconvénients majeurs de cette technique d'alimentation sont la difficulté de fabrication à cause des deux substrats, le coût et la difficulté d'intégration dans les dispositifs électroniques [43].

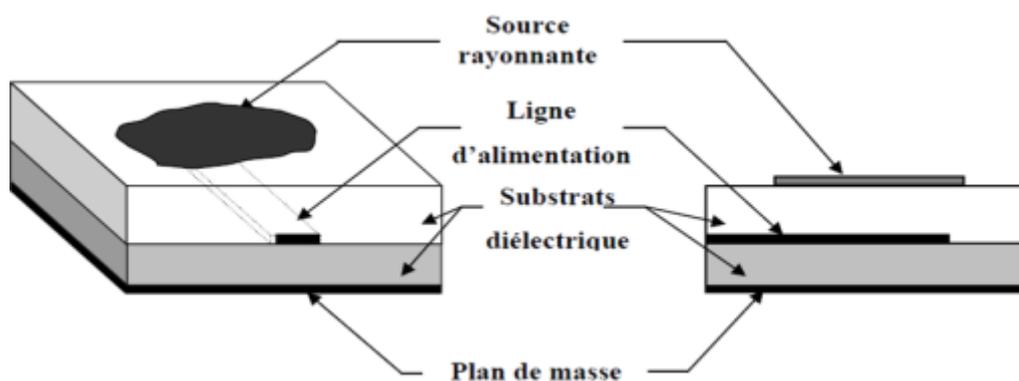


Figure (I.16) : Alimentation couplée par ligne microruban [44]

I.3.5.4 Alimentation par couplage à travers une fente

Dans ce type d'alimentation, le patch et la d'alimentation microruban sont séparés par le plan de masse comme indiqué sur la figure (I.17). La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation se fait par une ouverture ou une fente dans le plan de masse [2]. Généralement, des matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur, par contre des

matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch.

Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur de l'antenne. Cependant elle offre une large bande passante

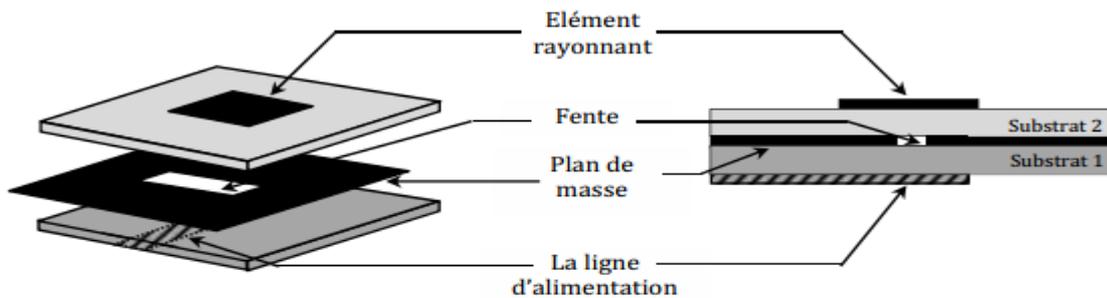


Figure (I.17) : Alimentation couplée par fente [12]

I.3.5.5 Alimentation par guides d'ondes coplanaires

Le guide d'onde coplanaire (CPW, coplanar waveguide feed) est une ligne de transmission efficace largement utilisée pour alimenter les antennes imprimées, qui présente l'avantage de placer la ligne d'alimentation placée au même niveau que le plan de masse. Il est constitué d'un ruban central métallique placé entre deux plans de masse parallèles entre eux, déposés sur la même face d'un substrat diélectrique comme l'indique la figure (I.18) [45]. Elle est facile à fabriquer et à intégrer dans les circuits [46].

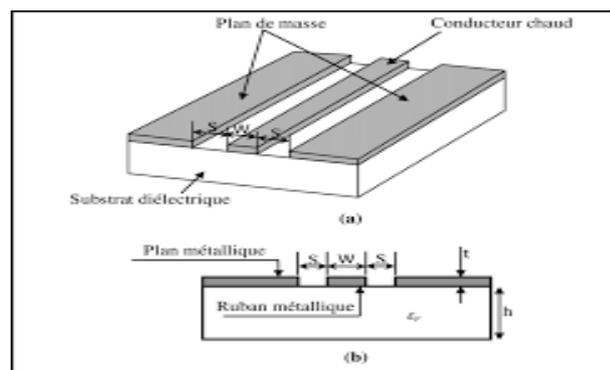


Figure (I.18) : Alimentation par ligne guide d'onde coplanaire [47].

I.3.6 Mécanisme de rayonnement d'une Antenne Imprimée

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne imprimée se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Dans ce paragraphe, nous allons résumer le principe de fonctionnement d'une antenne imprimée rectangulaire.

Considérons une antenne rectangulaire à microruban alimentée par sonde, fonctionnant en mode fondamental et conduite par une tension entre la sonde d'alimentation et le plan de masse, ce qui va provoquer l'apparition et la distribution de charges qui s'établit au-dessus et en dessous de l'élément, entre le plan de masse et le substrat (figure (I.19)) et crée un champ électrique vertical entre le patch et le plan de masse [48-49].

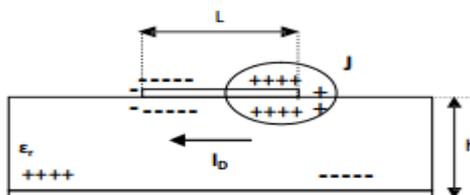


Figure (I.19) : Distribution des charges et densité du courant sur une antenne microruban [50].

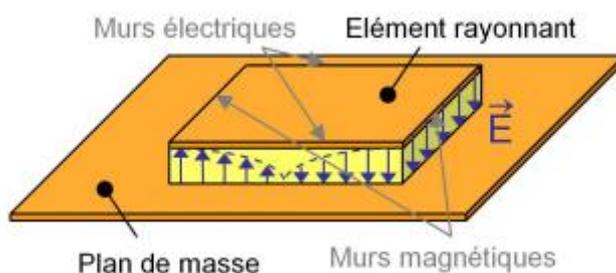


Figure (I.20) : Distribution de la composante verticale du champ électrique en mode fondamental [50].

Cette (figure (I.20)) montre la distribution dans le cas particulier où l'antenne rayonne le plus efficacement c'est à dire lorsqu'elle devient résonante (la longueur de l'élément rayonnant est un multiple de la demi-longueur d'onde guidée). Le cas présenté correspond au mode fondamental de l'antenne. La valeur du champ électrique est nulle au centre de l'antenne, ce qui a pour conséquence l'apparition d'un maximum de rayonnement selon la direction normale à l'antenne [12].

I.4 Méthodes d'analyse

Depuis que le concept d'antenne microruban a été formulé, les chercheurs et les ingénieurs ont voulu prédire les caractéristiques électriques de telles structures pour en simplifier la conception et en améliorer les performances [29]. Plusieurs méthodes d'analyse

ont été utilisées pour la modélisation des antennes imprimées. Ces méthodes d'analyse peuvent être divisées en deux groupes : les méthodes analytiques et les méthodes numériques.

I.4.1 Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques sont basées sur la distribution du courant magnétique équivalent autour de l'élément rayonnant. Dans cette méthode on distingue deux modèles parmi elle [29] :

- Le modèle de la ligne de transmission
- Le modèle de la cavité

I.4.1.1 Modèle de la ligne de transmission [29]

Cette méthode d'analyse est l'une des plus simples, cependant elle donne un bon aperçu physique du fonctionnement de l'antenne. C'est une technique qui traite l'élément rayonnant comme une ligne résonnante ne présentant pas de variation du champ transverse. La seule variation du champ se fait suivant la longueur de l'antenne. Le rayonnement de cette antenne apparaît au niveau de ses extrémités qui sont modélisées par deux fentes rayonnantes, séparées par une ligne de transmission de même longueur que l'antenne (figure (I.21)). C'est une méthode simple qui engendre une bonne interprétation du mécanisme de rayonnement.

Pour réaliser ce modèle il faut tenir compte de certains phénomènes tels que : le rayonnement, la permittivité effective du diélectrique, l'influence de l'alimentation, les pertes et les dimensions effectives de l'élément rayonnant.

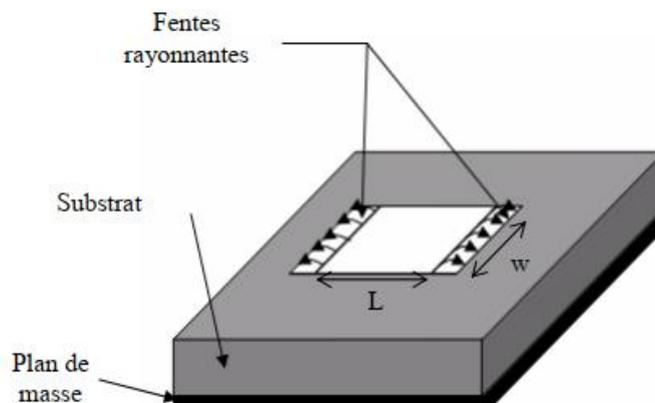


Figure (I.21) : Principe du modèle de la ligne de transmission [51].

I.4.1.2 Modèle de la cavité

Bien qu'il soit facile à employer le modèle de ligne de transmission, cependant il est utile que pour les antennes de forme rectangulaire ou carrée et il ignore des variations de champ le long des bords de rayonnement [52]. Ces inconvénients peuvent être surmontés en employant le modèle de cavité proposé par *Lo et al* [53]. Ce modèle assimile l'antenne imprimée à une cavité fermée par deux murs électriques en dessous par un plan de masse, en dessus par une plaque conductrice et entourée par une surface latérale qui constitue le mur magnétique comme l'indique la figure (I.22).

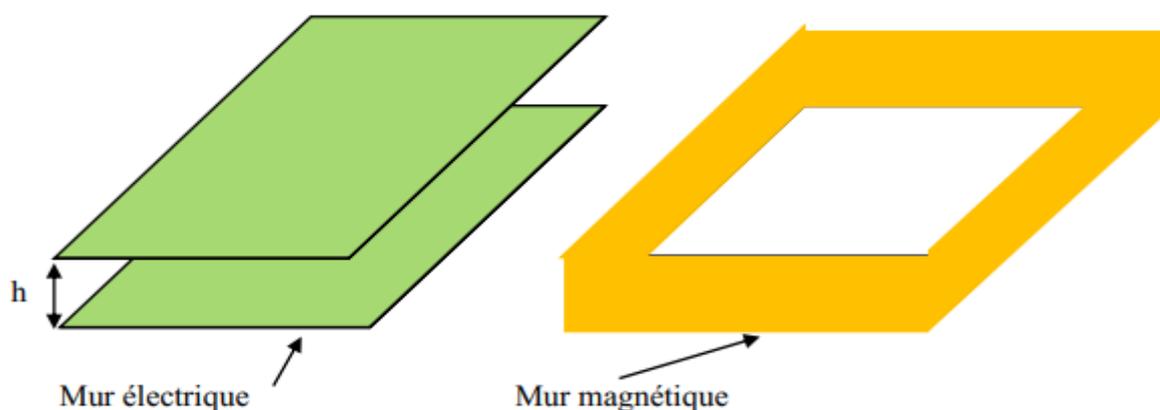


Figure (I.22) : Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité [43].

Les champs à l'intérieur de la cavité peuvent être exprimés en fonction de modes discrets satisfaisant individuellement des conditions aux limites appropriées. Une fois ces champs connus, le champ rayonné, la puissance totale et l'impédance d'entrée seront alors déduits. En effet, cette méthode fonctionne convenablement lorsque le substrat est mince et doté d'une permittivité relative faible [54].

I.4.2 Méthodes numérique

Les méthodes numériques sont basées sur la distribution du courant électrique sur le conducteur (l'élément rayonnant et le plan de masse). En outre, ces méthodes permettent d'étudier des antennes de forme très variées, mais fait l'appel à des formulations ou calculs plus complexes et des temps de calcul importants. Les plus fréquemment utilisées pour le traitement des antennes microrubans sont [55] :

- Méthode des éléments finis.
- Méthode des différences finies.
- Méthode des moments.

I.4.2.1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis consiste à résoudre une équation différentielle traduisant le problème physique, associée à des conditions aux limites.

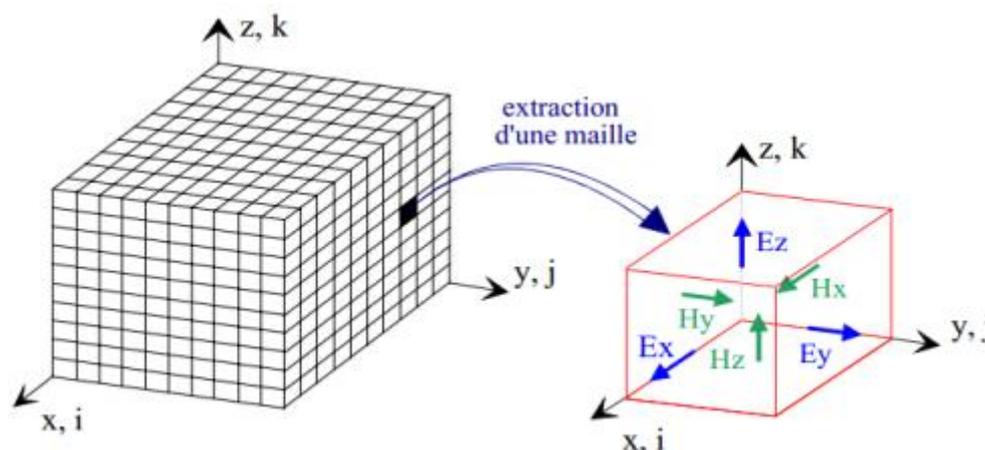


Figure (I.23) : Volume de calcul et cellule élémentaire [56].

Le principe du FEM (Finite elements Method en anglais) est de remplacer l'ensemble du domaine de calcul par un certain nombre de petits sous-domaines.

Une analyse par éléments finis des problèmes aux limites comprend principalement les étapes de base suivantes [57]:

- Déterminer les équations différentielles appropriées et des conditions aux limites.
- Génération de maillages FEM appropriés
- Sélection des fonctions de pondération et interpolation et de transformer les équations différentielles en équation matricielles par la méthode variationnelle de Ritz ou la méthode de Galerkin.
- Résoudre le système linéaire.
- Traitements des résultats.

I.4.2.2 Méthode des différences finis

La méthode F.D.T.D (Finite Difference Time Domain) ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel est une approche numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le domaine temps [58]. La méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées. Les composantes du champ électromagnétique sont

décalées d'une demi-cellule spatiale et calculées d'une manière alternative et itérative à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel [9].

Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme qu'elle utilise et dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel. La puissance de la méthode permet, en outre, la modélisation des sources d'excitation, la simulation de l'espace libre, le traitement de problèmes géométriques liés aux structures (interface, fil mince, etc....) et l'utilisation de divers types de matériaux (dispersifs, anisotropes, etc...). Ainsi, il est possible de simuler rigoureusement l'antenne et son environnement proche [52].

I.4.2.2 Méthode des moments

La méthode des Moments [59], est basée sur la résolution d'équations intégrales transformées en un système d'équations linéaires. Cette méthode a été introduite pour la résolution des problèmes liés aux antennes et à la diffusion électromagnétique à travers des parois métalliques dans les années 1960 par Harrington [55-60].

En électromagnétisme, elle s'applique typiquement à la formulation intégrale du champ électrique (Electric Field Integral Equation) pour laquelle les inconnues sont la distribution de courant circulant sur les conducteurs ou, dans le cas de structures planaires multicouches, sur les rubans placés aux interfaces. Le fondement de la MoM consiste à proposer une solution sous la forme d'une somme de fonctions connues auxquelles sont associés des coefficients inconnus. Il s'agit ensuite d'appliquer une procédure de minimisation de l'erreur résiduelle pour générer un système matriciel et déterminer les coefficients inconnus.

La MoM permet de résoudre les problèmes électromagnétiques en décomposant les structures rayonnantes en un grand nombre limité de segments sur lesquels nous pouvons introduire une forme de courant très simple. Le but de la méthode est de calculer la densité de courant surfacique induite sur les métallisations de la structure par un champ électrique incident en régime harmonique (méthode fréquentielle 2D, seules les métallisations sont maillées). La connaissance de la densité de courant en tout point des métallisations permet de calculer les caractéristiques radioélectriques de l'antenne étudiée (champ rayonné ou diffracté et impédance d'entrée). Les avantages de cette méthode sont la précision et la souplesse. Elle peut traiter un élément seul ou plusieurs éléments en réseau ou empilés, les formes arbitraires

et le couplage. Cependant, elle est très complexe et permet moins d'interprétation physique et nécessite un temps de calcul considérable

I.5 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons consacré les caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes d'une manière générale. Par la suite, nous avons présenté la technologie des antennes imprimées telles que : leurs avantages et limitations, leurs applications, les principales méthodes d'alimentations des éléments rayonnants, et le mécanisme de rayonnement. La dernière partie de ce chapitre, nous avons décrit les différentes méthodes d'analyse ainsi que les méthodes analytiques et numériques.

Dans le prochain chapitre, nous nous sommes intéressés sur les principes fondamentaux de l'application radar à pénétration de sol/ Ground Penetrating Radar (G.P.R).

Références bibliographiques du chapitre I

- [1] S. Hynkin, “Digital Communication,”. New York, U.K: John Wiley & Sons. 1988
- [2] C. A. Balanis, “Antenna Theory, Analysis and Design”, New York, U.K: John Wiley & Sons C.A, 1997
- [3] C. A. Balanis, “Antenna Theory, Analysis and Design”,4 Édition, New York, U.K: John Wiley & Sons C.A, 2016
- [4] P. F. Combis, “Micro-ondes 2 : cours et exercices. 2, Circuits passifs, propagation, antennes”, Dunod, Paris, 2009, ISBN : 978-2-10-002753-8.
- [5] O. Picon, “Les antennes : Théorie, conception et application, ” Dunod, Paris, 2009 ISBN : 978-2-10-054245-1.
- [6] T. Sarra, “ Simulations de systèmes d’antennes pour imagerie micro-ondes ” Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, 2016.
- [7] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, “The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays”. Wiley-IEEE Press, 1995, ISBN: 9780470545270.
- [8] B. Soumia, “Contribution à l’étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaires Applications aux systèmes de communication ” Thèse de magister, Université 8 mai 1945 Guelma, 2012.
- [9] C. Abdelhalim, “Conception d’une antenne bip large bande a fort gain” Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas Sérif 1 ,2017.
- [10] Z. Djamila, “ Réseaux d’antennes MIMO ultra large bande pour système radar micro-onde ” Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, 2019.
- [11] B. Zeyneb, “Conception et Analyse d’Antennes Combinées à Polarisation Multiples pour Différents Standards de Télécommunication ” Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, 2016.
- [12] A. Djelloul, “Etude et conception d’antennes fractales pour des applications ultra-large-bande » Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, 2019.
- [13] J. L. Volakis, “Antenna engineering handbook” McGraw-Hill Education; 4th edition, 2012, ISBN-13 : 978-0071475747
- [14] A. Boyer, support de cours “antennes”, Institut national des sciences appliquées de Toulouse
- [15] S. Samia, “Etude et caractérisation d’antennes imprimées pour système ultra-large bande” Thèse de magister, Université Mohamed Khider – Biskra, 2015.
- [16] B. Abdelouahab, “Etude d’une antenne micro-ruban excitée par une ligne imprimée” Thèse de doctorat, université de batna-2, 2018.

- [17] A. Rabia, “Télécommunications, Antennes Théorie et application ”, ellipses,2013 ISBN : 978-2-7298-83515
- [18] J.D. Kraus, “Antennas,” Mc Graw Hill, New York, 1950
- [19] M. A. C. Solis, “dielectric resonator antennas and bandwidth enhancement techniques” Thèse de doctorat, Université de Manchester, 2014.
- [20] G. A. Deschamps, “Microstrip microwave antennas”, 3rd USAF-Symposium on Antennas, 1953
- [21] H. Gutton and G. Baissinat, “Flat Aerial for Ultra High Frequencies,” Franch Patent No. 70313, 1955.
- [22] R. E. Munson, "Microstrip phased array antennas", Proceedings of Twenty-Second Symposium on USAF Antenna Research and Development Program, 1972.
- [23] R. E. Munson, “Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays”, IEEE Transaction Antennas and Propagation, vol. AP-22, no. 1, 74–78, 1974.
- [24] J. Q. Howell, “Microstrip antennas”, IEEE AP-S International Symposium Digest, 177-180, 1972.
- [25] B. Abdelatif, “Conception et réalisation d’antennes miniatures isotropes dans les bandes C et ISM” Thèse de doctorat, université de Tlemcen, 2014.
- [26] H. Zahir, “Antenne microondes souples ultra large bandes à base de matériaux composites ” Thèse de doctorat, Université de Saad Dahleb de Blida 1, 2016.
- [27] V. Patrick, support de cours “ antennes”, Master Recherche Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques IRCOM –Université de Limoges
- [28] R. K. Carver and K.P. Mink “Microstrip antennas technology”, IEEE Transaction Antennas and Propagation, vol. AP-29, no. 1, January 1981.
- [29] M. F. Bendahmane et F. T. Bendimerad, “Etude du couplage entre antennes imprimées” éditions universitaires européennes 2014 ISBN : 978-3-8417-3788-5
- [30] H. N. Zahir, “Conception d’antennes micro-rubans miniatures pour différents standards de communications sans fil ” Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, 2020.
- [31] K. Radhwane, “Conception d’antennes ultra large bande en technologie imprimée ” Thèse de Magister, université de Tlemcen, 2010.
- [32] P. Bhartia, I. Bahl, R. Garg, and A. Ittipiboon, “Microstrip Antenna Design Handbook” (Artech House Antennas and Propagation Library)-Artech House Publishers 2001.
- [33] R. Bancroft, “Microstrip and Printed Antenna Design (Telecommunications)” The Institution of Engineering and Technology, 2019.
- [34] I. Singh, and V.S. Tripathi , “Microstrip Patch Antenna and its Applications: a Survey.” Int. J. Comp. Tech. Appl., Vol 2 no.5, pp. 1595-1599 2011.

- [35] F. Yang, X. Zhang, X. Ye, and Y. Rahmat-Samii, "Wideband E-shaped patch antennas for wireless communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, No. 7, pp. 1094-1100, Jul. 2001
- [36] Y. Ge, K. P. Esselle, and T. S. Bird, "E-shaped patch antennas for high-speed wireless networks", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 12, pp. 3213-3219, Dec. 2004
- [37] S. K. Behera, "Novel Tuned Rectangular Patch Antenna As a Load for Phase Power Combining" Thèse de doctorat, Jadavpur University, Kolkata, 2012.
- [38] A.K. Bhattacharyya "Long rectangular patch antenna with a single feed", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 38, No. 07, pp. 987-993, July 1990
- [39] L.I. Basilio, M.A. Khayat, J. Williams and S.A. Longr, " The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line feed patch antennas ", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, pp. 45-47, Januray 2001.
- [40] C. A. Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design". 3rd edition, New York, U.K: John Wiley & Sons C.A, 2005, ISBN: 0-471-66782-X.
- [41] K. Fong, H. Pues, and M.J. Wither, "Wideband multilayer coaxial-feed Microstrip antenna element". *Electronics letters*, vol. 21, pp. 497-498, 1985.
- [42] A. Kumar, N, Gupta, and P. C. Gautam, "Gain and Bandwidth Enhancement Techniques in Microstrip Patch Antennas - A Review" *International Journal of Computer Applications*, 148(7), 9–14. 2016
- [43] S. Djidel, " Contribution à l'étude et à la conception d'antennes microrubans à large bande" Thèse de doctorat, Université de M'sila, 2020.
- [44] A. Aissa, " Contribution A L'étude Des Déphaseurs Micro Rubans Applications Aux Réseaux D'antennes Imprimées " Thèse de doctorat, université de Guelma, 2018.
- [45] N. Fortino, "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra large bande impulsionnelle", Thèse de Doctorat, Nice-Sophia Antipolis, Février 2006.
- [46] B. C. Youcef, "Conception d'Antennes Planaires Reconfigurables pour Opération Large Bande et Multi-Bande" Thèse de doctorat 2019 Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj
- [47] C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, et A. Papiernik, "Antennes imprimées-Bases et principes", *Technique de l'Ingénieur*, Mai 2007.
- [48] D. M. Pozar, "Microstrip antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 40, n° 1, pp. 79-91, January 1992.
- [49] A. Benomar, "Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques. : Application aux Réseaux de Télécommunications" Thèse de doctorat en cotutelle l'université de Tlemcen et limoges, 2015
- [50] R. M. Lamine, " Modélisation et simulation des antennes en onde millimétrique à base de métamatériaux " Thèse de magister, Université Ziane Achour de Djelfa, 2018.

- [51] A. Djamel, “Etude et Optimisation d’Antennes Fractales Plaquées ” Thèse de magister, Université de Tlemcen, 2009.
- [52] D. Aissaoui, “Analyse à l ’Aide de Modèles Equivalents d’Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées ”, Thèse de Magistère, Université de Tlemcen, Juillet 2007.
- [53] Y. T. Lo, D. Soloman, and W. F. Richards, “Theory and experiment on microstrip antennas”, IEEE Trans. Antennas Propagate., vol. 27, pp. 137-145, 1979.
- [54] M. Himdi, J. P. Daniel, and C. Terret, “Analysis of aperture-coupled microstrip antenna using cavity method’”, Electronic Letters, Vol. 25, no. 6, pp. 391-392, 1989.
- [55] R.F. Harrington, “Field computation by Moment Methods”, Macmillan Publishing company, New York, 1968.
- [56] B. Ali, “Etude de la Technologie des Antennes Multi-bandes pour les Applications Spatiales” Thèse de Magistère, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran Mohamed Boudiaf, 2009
- [57] W. A. Imbriale, S. Gao and L. Boccia, “Space antenna handbook”, Wiley Online Library, 2012.
- [58] A. Taflove, and M. E. Brodwin, “Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell’s equations.” IEEE Trans. Microwave, Theory, and Techniques, vol. 23, pp. 623-630, 1975.
- [59] E. H. Newman, and P. Tylyathan, "Analysis of Microstrip Antenna Using Moment Methods", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. AP-29, n° 1, pp. 47-53, January 1981.
- [60] R.F. Harrington, “Time Harmonic Electromagnetic Fields”, McGraw Hill (Ch.3), New York, 1961.

Chapitre II
Principes fondamentaux du
radar a pénétration de sol
(Ground Penetrating Radar)

II.1 Introduction

La technologie Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour Ultra Wide Band) a connu un fort engouement depuis la parution en février 2002 aux Etats-Unis d'Amérique d'une décision de la commission fédérale des communications (FCC) autorisant l'émission en dessous d'un certain seuil, des signaux dans une bande de fréquence allant de 3.1 GHz à 10.6 GHz [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. De plus, elle offre la solution adéquate pour les applications telles les communications intérieures courtes portées haut débit, la localisation de précision et les radars à pénétration du sol [2-3].

Cette disponibilité spectrale permet d'envisager notamment les communications à haut débit et conduit aussi à une résolution spatiale fine pour les radars. Cependant, les restrictions des organismes de réglementation sur le niveau de puissance d'émission limitent la portée des communication ULB à quelques mètres pour les débits élevés et jusqu'à quelques centaines de mètres pour les bas débits [1].

L'objectif de ce chapitre est de présenter la technologie Ultra large bande (ULB) de manière générale et les antennes ULB dédiées aux applications radar à pénétration du sol (Ground Penetrating Radar). Dans la première partie de ce chapitre, nous avons commencé par une introduction sur la technologie ULB puis un bref historique qui définit le spectre occupé par cette technologie ainsi que leurs applications spécialement pour le radar à pénétration de sol. Dans la deuxième partie, nous avons présenté la technologie (GPR) telles que les propriétés diélectriques de sol, la définition et le principe de GPR et leur application, les différents systèmes de radar GPR, les différentes topologies et les modes d'acquisitions d'informations du système GPR, les différents types d'enregistrement des signaux radar et les paramètres de performances du système GPR tel que l'équation du radar, la résolution en profondeur. On terminera ce chapitre, par une présentation des antennes ULB les plus couramment utilisées dans le domaine GPR.

II.2 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

II.2.1 Bref historique

L'ULB a pendant longtemps désigné des formes d'ondes sans porteuse c'est-à-dire des signaux impulsionnels dont la durée peut-être de l'ordre de la nanoseconde. On trouve également d'autres désignations dans la littérature telles que : Impulse Radio (radio

impulsionnelle), carrier-free radio (radio sans porteuse), time domain radio (radio du domaine temporel), large relative band with radio (radio à grande largeur de bande relative) [4].

Historiquement, l'utilisation de la technologie ULB remonte à 100 ans, à l'époque où G. Marconi réalise la toute première transmission sans fil longue distance d'un code morse reliant l'île de Wight à Cornwall en Angleterre [5]. Bien que l'utilisation des transmissions à distances sur fil remonte à l'époque du XIX^{ème} siècle, les techniques de télécommunications modernes doivent leurs fondements théoriques aux publications de Claude Shannon en 1948 depuis les travaux dans le domaine des télécommunications n'ont cessé d'évoluer. Néanmoins les travaux sur l'ULB ne débiteront réellement qu'à partir des années 60 du siècle précédant aux Etats-Unis.

C'est à cette époque que les systèmes émettant des signaux non sinusoïdaux commencent réellement à être exploités, dans un premier temps dans les systèmes Radar, pour des applications militaires tel que le GPR (Ground Penetrating Radar) pour la surveillance et la détection des mines enfouies dans le sol [6]. Les systèmes émettant des impulsions brèves ont une bonne capacité de résolution temporelle, puisque la résolution est inversement proportionnelle à la largeur de leurs bandes: plus la durée d'un signal est brève plus son spectre est large. En 1973, Gerald F. Ross et Kenneth W. Robbins déposent pour Sperry Rand Corporation le premier brevet sur un système de communications reposant sur l'émission et la réception d'impulsions d'une durée inférieure à la nanoseconde [7], ce brevet est considéré comme le premier dans le domaine des communications ULB.

A partir de 1994, les projets américains ne sont plus confidentiels, ce fait marquera, d'abord les Etats-Unis puis le monde entier avec une augmentation fulgurante des travaux de recherches sur la technologie ULB et suscite ainsi un intérêt important dans la communauté des communications car l'ULB laisse entrevoir la possibilité d'accéder à de très hauts débits depuis l'utilisation du terme ULB en 1989 et jusqu'en 2002, l'acronyme ULB désigne: l'impulse radio (IR), c'est-à-dire les techniques basées sur l'émission d'impulsions de très courtes durées soit inférieures à la nanoseconde et présentent un très faible rapport entre la durée de l'impulsion et sa période de répétition. Par conséquent, on a un signal dont la largeur de bande est extrêmement grande et possédant une très faible densité spectrale de puissance (DSP).

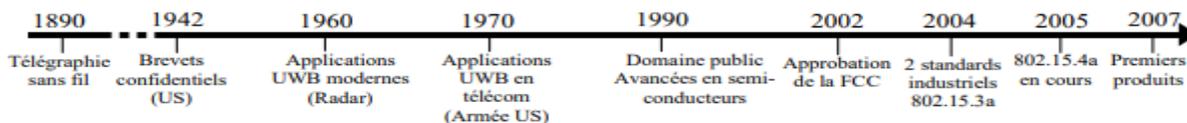


Figure (II.1) : Chronogramme de l'évolution des communications UWB [8].

II.2.2 Définition

La première définition des systèmes ultra large bande (UWB : Ultra Wide Band en anglais) pour des applications commerciales a été émise en février 2002 par FCC (Federal Communication Commission) [9]. Cette définition, basée sur la largeur de bande occupée, considère comme ultra large bande un signal dont la largeur est supérieure ou égale à 500 MHz (à -10 dB) ou dont le rapport entre sa fréquence centrale et largeur de bande occupée est supérieure à 20 % ($BP_{relative}$) définie par :

$$BP_{relative}(\%) = \frac{f_h - f_l}{f_c} \times 100 \geq 20\% \quad (II.1)$$

Avec :

$$f_c = \frac{f_h + f_l}{2} \quad (II.2)$$

Où f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites basse et haute du spectre du signal, prélevées à -10 dB.

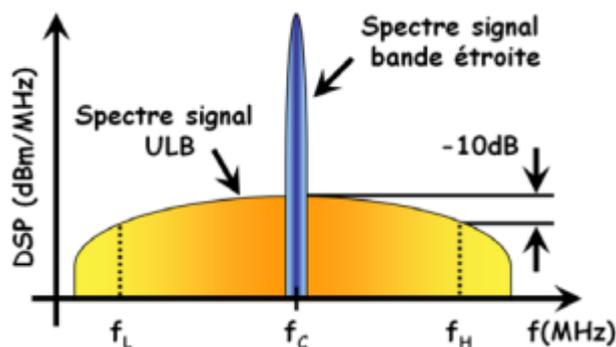


Figure (II.2) : Densité spectrale de puissance (DSP) pour un système ULB et un système à bande étroite [10].

II.2.3 Les Caractéristique de la technologie ULB [11]

Les avantages de la technologie UWB proviennent de ses caractéristiques uniques, c'est pourquoi elle offre une solution plus éloquente pour la communication sans fil haut débit par rapport aux autres technologies. Ces caractéristiques uniques sont répertoriées ci-dessous :

- **Une très grande capacité de canal de transmission** : puisque les données sont transmises sur une bande de plusieurs gigahertz de largeur, cela fournit un débit très élevé de l'ordre de gigabits par seconde (Gbp/s).
- **Une faible probabilité d'interception et de détection** : les systèmes de communications ULB ont une immunité à la détection et à l'interception en raison de leur faible puissance moyenne transmise.
- **Une faible consommation d'énergie** : les systèmes ULB consomment une faible énergie grâce à l'utilisation d'impulsions de très courte durée en émission et en réception, et aussi grâce à la faible puissance de transmission.
- **Propriétés de pénétration supérieure** : À la différence de la technologie à bande étroite, les systèmes ULB peuvent pénétrer de façon efficace dans différents matériaux. Les basses fréquences incluses dans la large gamme du spectre de fréquence de l'ULB ont des longueurs d'onde relativement grande, ce qui permet aux signaux ULB de pénétrer dans de variétés de matériaux, y compris des murs. Cette propriété rend la technologie ULB viable pour des communications à travers les murs et des radars à pénétration au sol (Ground Penetrating Radar).
- **Une accessibilité pour des applications de localisation** : la détection et la précision du signal ULB, grâce à leur résolution, rendent cette technologie accessible pour des applications de localisation.

II.3 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

En février 2002, la FCC a attribué plusieurs bandes de fréquences pour différentes applications, Comme indiqué dans le Tableau (II.1) :

<i>Applications</i>	<i>Gamme de fréquences (GHz)</i>
▪ Systèmes de communication sans fil	3.1- 10.6
▪ Radar à pénétration de sol (Ground Penetrating Radar)	3.1- 10.6
▪ Les systèmes d'imagerie à travers les murs	1.61- 10.6
▪ Les systèmes de surveillance	1.99- 10.6
▪ Les systèmes d'imagerie médicale	3.1- 10.6
▪ Systèmes radar de véhicule	22- 29

Tableau (II.1) : Gammes de fréquences pour les différents types de systèmes ULB [12].

Parmi ces applications de la technologie ULB, nous nous intéressons sur l'application de radar à pénétration au sol (Ground penetrating radar). Dans les prochaines parties de ce chapitre on va donner une description générale sur GPR ainsi qu'un état l'art sur les différentes antennes UWB GPR proposé dans ce domaine de recherche.

II.4 Radar à pénétration de sol (Ground Penetrating Radar)

II.4.1 Introduction

Le Radar (radio detection and ranging) à Pénétration de Sol (RPS) ou Géoradar appelé communément radar GPR (Ground Penetrating Radar) est apparu au début du 20ème siècle. C'est une technique de prospection géophysique non destructive fondée sur l'analyse des phénomènes de propagation (réfraction, réflexion et diffraction) des ondes électromagnétiques dans le sous-sol. Le géoradar, initialement de nature impulsionnelle, est fondé sur l'excitation du sous-sol, à partir d'une antenne d'émission, par un train d'impulsions de durée courte (1 à 50 ns) afin de détecter, à l'aide d'une antenne de réception, les échos successifs associés aux contrastes de permittivités ou de conductivités rencontrés par les ondes électromagnétiques au cours de leur propagation [13].

En 1910, les Allemands Leimbach et Löwy inventent le premier appareil permettant de localiser des cibles enterrées, loin des performances actuelles, Leur système est basé sur l'utilisation de dipôles enterrés verticalement disposés en réseau [14]. Datant de 1926, l'allemand Hülsenbeck [15] a utilisé pour la première fois des ondes électromagnétiques pulsées pour détecter des objets enfouis dans le sol. Il a remarqué que les différences de constantes diélectriques entre les milieux provoquaient des ondes réfléchies, et à partir de ces signaux réfléchis, nous pouvions déduire les caractéristiques de la structure. Il a également noté que cette technique présente de nombreux avantages par rapport à la méthode sismique car elle est non destructive. En 1929, l'australien Stern [16] a développé le premier radar pénétrant au sol pour déterminer profondeur du glacier. Cependant, la première utilisation du radar au sol dans les années 1970 était strictement militaire, impliquant la détection de tunnels en Corée du Sud, et bientôt de mines anti-personnel. En 1974, Geophysical Measurement Systems, Inc. (GSSI) a fourni le premier radar à pénétration de sol commercial. En effet, la technologie GPR est largement utilisée par les ingénieurs du secteur civil depuis les années 1970 tel que détection de câbles enfouis [17], localisation de tunnels et de fissures, rochers, mesure de l'épaisseur de la glace, détermination de la contamination des eaux [18], fouille

archéologique, détection de mines [19] etc. Cependant, ce n'est qu'au début des années 1990 que les premiers GPR capables d'exploration haute performance sont arrivés sur le marché.

Aujourd'hui, ils commercialisent des radars GPR utilisables dans différents domaines (l'inspection du béton, les mines, l'archéologie, la géologie et la géophysique, la géodétection des réseaux, l'exploration des planètes, etc....).

II.4.2 Propriétés électromagnétique des sols [20]

Avant d'expliquer le principe de fonctionnement d'un système GPR il est nécessaire de comprendre le comportement d'un sol sous l'influence d'un champ électromagnétique. Une onde électromagnétique et un milieu interagissent par l'intermédiaire de trois paramètres : la conductivité σ , la permittivité électrique ϵ et la perméabilité magnétique μ . L'étude de ces propriétés a permis de décrire la réponse électromagnétique des sols géologiques. La propagation des ondes électromagnétiques est intrinsèquement liée à ces paramètres par les biais des équations de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.3})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = -\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (\text{II.4})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II.6})$$

Où :

$-\vec{E}$ désigne le vecteur du champ électrique (V/m).

$-\vec{H}$ représente le vecteur du champ magnétique (A/m).

$-\vec{D}$ est la densité de flux électrique (C/m).

$-\vec{B}$ est l'induction magnétique (Tesla).

$-\vec{J}$ représente la densité de courant (A/m²).

$-\rho$ désigne la densité de charge (C/m²).

$-\nabla$ est l'opérateur nabla.

Dans le cas d'un milieu homogène linéairement isotrope, les équations de Maxwell sont associées à des relations constitutives pour transformer les propriétés du matériau, qui s'expriment par suivant :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.7})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.8})$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.9})$$

Où μ (H/m) la perméabilité magnétique, ε (F/m) la permittivité diélectrique de matériau et σ (S/m) sa conductivité électrique.

II.4.2.1 La permittivité diélectrique (ε en F/m)

En termes simples, la permittivité décrit la capacité d'un matériau à stocker et à libérer l'énergie électromagnétique sous forme de charge électrique et se rapporte classiquement à la capacité de stockage des condensateurs. Elle peut également être décrite comme la capacité à restreindre le flux de charges libres ou le degré de polarisation (en F/m) présenté par un matériau sous l'influence d'un champ électrique appliqué.

En effet, pour divers matériaux diélectriques, la permittivité est un paramètre électromagnétique qui varie selon les propriétés du sol, le taux d'humidité, des composants granulaires ou calcaires sont également disponibles selon la fréquence. L'énergie accumulée lors de la polarisation est liée à la partie réelle de la permittivité les pertes diélectriques et dissipatives sont liées à la partie imaginaire. Par conséquent, la permittivité peut également être définie comme un paramètre complexe, écrit sous la forme :

$$\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon'' \quad (\text{II.10})$$

La permittivité complexe absolue est cependant usuellement définie par le produit de la permittivité relative ε_r et la permittivité du vide ε_0 .

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (\text{II.11})$$

En outre, une autre façon de quantifier la perte diélectrique consiste à définir la tangente de perte, qui est le rapport entre les parties imaginaire et réelle de la permittivité complexe. En plus le coefficient ***tan δ*** est grand, plus on a une perte de la puissance utile important.

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (\text{II.12})$$

II.4.2.2 La conductivité (σ en S/m)

En termes simples, la conductivité décrit la capacité d'un matériau à laisser passer des charges électriques libres sous l'influence d'un champ appliqué. Reliée à la densité de courant, la conductivité est une grandeur physique complexe.

$$\sigma = \sigma' - i\sigma'' \quad (\text{II.13})$$

II.4.2.3 La perméabilité magnétique (μ en H/m)

La perméabilité magnétique est une grandeur physique complexe correspondant à l'énergie stockée ou perdue suite aux phénomènes d'induction magnétique dans le matériau. La permittivité peut également être définie comme un paramètre complexe, écrit sous la forme :

$$\mu = \mu' - i\mu'' \quad (\text{II.14})$$

La perméabilité magnétique absolue d'un matériau μ s'exprime par le produit de la perméabilité du vide μ_0 ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m) et de la perméabilité complexe relative μ_r dont la valeur dépend du matériau, écrit sous la forme :

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (\text{II.15})$$

II.4.2.4 Vitesse de propagation

Dans un milieu autre que le vide, la vitesse v_r dépend des valeurs de la perméabilité relative μ_r et de la permittivité relative ϵ_r . Pour un matériau homogène, on écrit :

$$v_r = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{c}{n} \quad (\text{II.16})$$

Où n est l'indice de réfraction et c de la lumière égale 3×10^8 m/s.

II.4.2.5 Interaction micro-onde-matériau diélectrique [21]

Les matériaux diélectriques modifient la propagation des micro-ondes ; généralement, une partie de l'onde est réfléchi, transmise et absorbée (figure (II.3)).

Considérons le milieu 1 (air) et le milieu 2 (matériau diélectrique), qui ont des impédances Z_0 et Z (Figure II.3). Lorsqu'une onde incidente passe du milieu 1 (air) au milieu

2 (matériau), la désadaptation d'impédance ($Z_0 > Z$) provoque des ondes réfléchies lorsque la différence de permittivité entre les deux milieux est haute. Une partie de l'onde transmise se propage lorsque son amplitude diminue dépend du facteur de perte ϵ_r'' . De plus, le changement de vitesse de propagation liée à la valeur de permittivité du matériau ($\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r''}$). Plus la vitesse de l'onde dans le matériau est élevée, plus la vitesse est lente.

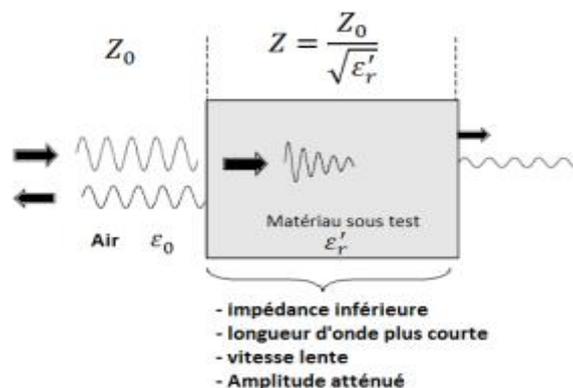


Figure (II.3) : Interaction micro-onde-matière [21].

II.4.3 Principe et Définition d'un radar GPR

II.4.3.1 Définition

Le géo-radar (GPR) est constitué de deux antennes, l'une servant à l'émission d'ondes électromagnétiques, et l'autre à la réception de ces mêmes ondes. Les deux antennes sont reliées à une console, elle-même reliée à un ordinateur portable qui permet une visualisation des données en cours d'acquisition ou encore de configurer la console [22]. Chaque couple d'antenne fonctionne sur une bande de fréquence définie, que l'on caractérise par sa fréquence centrale. En général, Les géo-radar sont composés des éléments suivant (figure (II.4)) [23]:

- Une unité de commande et de stockage des données (micro-ordinateur).
- Une unité de contrôle, chargée de synchroniser et de servir d'interface entre les différents éléments.
- Une électronique d'émission, chargée de générer le courant qui est appliqué à l'antenne d'émission.
- Une électronique de réception, chargée d'amplifier et de numériser le signal mesuré par l'antenne réceptrice.

- Une antenne émettrice.
- Une antenne réceptrice.

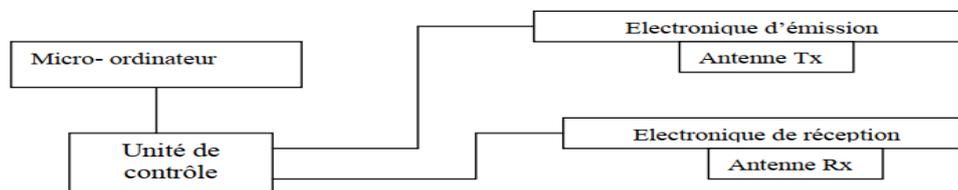


Figure (II.4): Principales éléments composant le GPR [24].

II.4.3.2 Principe de fonctionnement

Le radar à pénétration de sol (en anglais Ground Penetrating Radar) est un outil d'inspection non destructif qui utilise des champs électromagnétiques (EM) pour obtenir des images du sous-sol [25-26]. La technique est basée sur l'émission d'ondes électromagnétiques dans un solide pour évaluer son état. La bande de fréquence de fonctionnement soit en dessous de 960 MHz ou dans la bande 3.1-10.6 GHz [9].

Divers radars GPR existants sont basés sur le même principe de fonctionnement. Le schéma fonctionnel de la figure (II.5) représente un radar GPR couramment utilisé. L'antenne d'émission du dispositif est en contact avec le sol, elle émet une brève impulsion en direction du sol. L'onde électromagnétique générée se propage au sein du milieu. Si un obstacle est rencontré, une onde réfléchie revient vers la surface du sol et elle est détectée par l'antenne de réception [24]. Cette onde récupérée constitue une trace du sous-sol en un point précis et à un instant donné. L'utilisateur déplace le radar et à nouveau, une autre impulsion est générée. Elle permet d'obtenir une nouvelle trace en ce nouveau point de mesure [24].

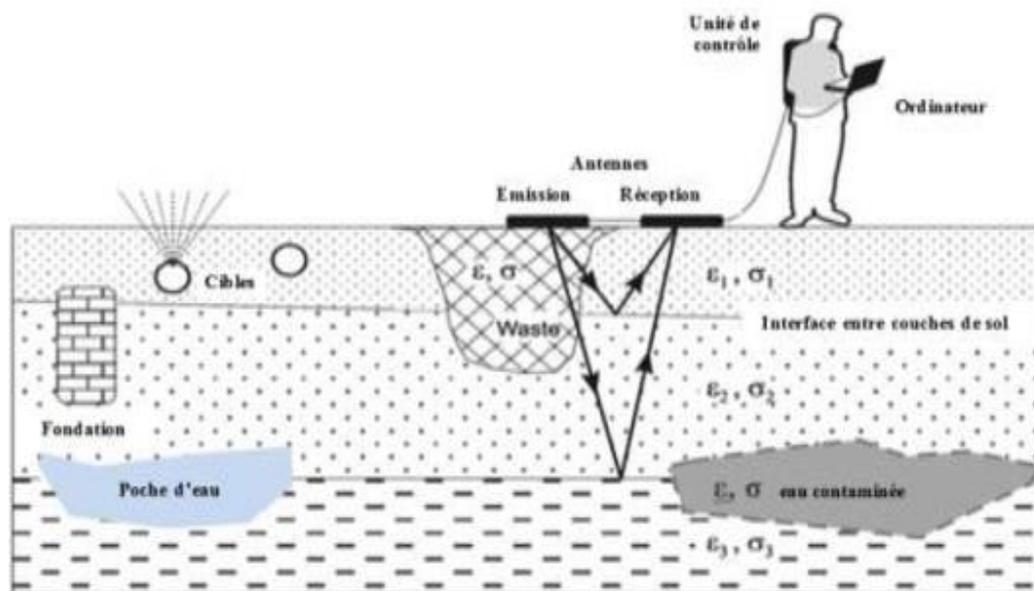


Figure (II.5): Schéma du principe de fonctionnement d'un radar GPR dans la configuration bistatique (émetteur et récepteur dissociés) [27].

L'électrodynamique du processus peut être résumée comme suit : lorsque l'onde EM rencontre un corps caché ou une frontière ayant des caractéristiques électriques différentes, une partie de son énergie est réfléchiée et une partie est réfractée. Les ondes résultantes se déplacent à des vitesses différentes et possèdent des informations sur les caractéristiques de la cible [28].

II.4.4 Les applications du radars GPR

Les systèmes GPR permettent d'obtenir des images très précises et détaillées du sous-sol sondé (figure (II.6)). En fait, dans l'analyse de sous-sols par méthodes de sondage non destructif, ces systèmes ont pris une place importante ces dernières années en vue d'applications dans des domaines aussi variés que le génie civil ou le spatial.

- Les GPR sont utilisés actuellement dans des secteurs toujours plus variés. Dans le secteur de la construction, les GPR permettent d'établir en quelques minutes le profil souterrain où par exemple des conduites d'eau ou de gaz, des lignes électriques ou tout autre objet enfoui peuvent être clairement identifiés et localisés. Dans le secteur de l'entretien des routes, ils permettent de contrôler l'état de la chaussée. Les GPR sont également utilisés dans la construction des tunnels où il s'agit d'identifier la nature des roches à percer et d'éviter des accidents majeurs.

- Les GPR sont prisés par les géologues dans leur travail quotidien mais également par les paléontologues à la recherche de fossiles enfouis parfois sous plusieurs mètres de sable ou d'argiles ou encore par les archéologues [29-30] (localisation de vestiges archéologiques, système de galeries et de tunnels a été trouvé sous le Sphinx et les pyramides en Egypte).
- Les GPR sont toujours plus utilisés également dans le secteur des sciences criminelles où ils permettent de retrouver des cadavres ou des armes enfouies. Les GPR peuvent être d'une très grande utilité dans le cas des catastrophes naturelles telles que tremblement de terre, éboulement, avalanche ou encore d'attentats terroristes comme celui de septembre 2001 à New York afin de retrouver des survivants ensevelis.
- Finalement, un des secteurs où les GPR sont très utiles est le domaine du déminage.

En

fait, La multiplication des conflits de part le monde a eu pour principale conséquence de disperser des millions de mines antipersonnel qui mettent en danger la vie des populations et constituent un empêchement au développement économique des régions concernées. On estime dans le monde à plus de 100 millions le nombre de mines antipersonnel les enfouies et provoquant la mort ou la mutilation d'un humain toutes les 20 minutes. Dans ce cas le GPR s'avère un outil très prometteur dans la détection de ces mines [31-32]

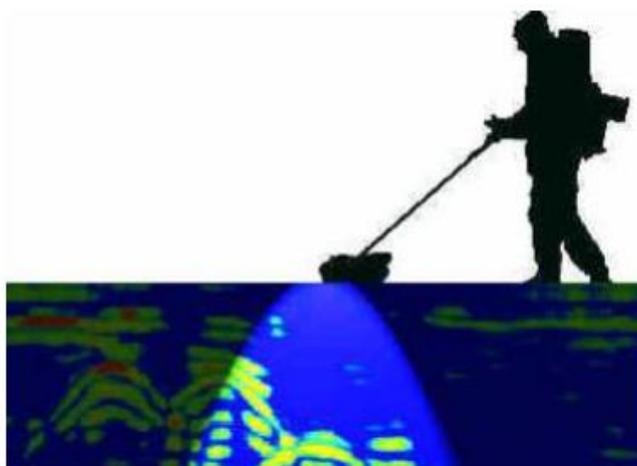


Figure (II.6): Technique de sondage par géo-radar [33].

II.4.5 Les différents types des systèmes GPR [13]

De façon générale, deux types de systèmes GPR peuvent être distingués :

- les systèmes temporels.
- les systèmes fréquentiels.

Les radars temporels (radar impulsionnels) reposent sur l'envoi d'un train d'impulsions de durée brève (typiquement entre 200 ps et 50 ns) à une fréquence de répétition longue (1 μ s à 100 μ s), et la réception d'échos successifs issus des rétrodiffusions par les éléments constitutifs du sol.

Les radars fréquentiels sont fondés sur l'envoi d'un signal modulé en fréquence qui peut être effectué au moyen d'un balayage linéaire (FMCW, Frequency Modulated Continuous Wave) ou d'un balayage discret par paliers (SFCW, Step Frequency Continuous Wave). La technologie des radars fréquentiels est plus récente que celle des radars impulsionnels du fait des contraintes plus sévères demandées aux fonctions électroniques, ainsi la plupart des radars commerciaux sont de type impulsionnel. Ils offrent toutefois des performances significatives en termes de rapport signal à bruit (SNR) et de dynamique. Dans le cas du radar impulsionnel, la génération d'une impulsion (de Ricker, 2^{ème} dérivée de Gaussienne) repose sur une décharge rapide d'une capacité (transistor à avalanche) et la réception nécessite de disposer d'un convertisseur A/N, d'un échantillonneur très rapide et d'un circuit de synchronisation. Dans le cas des radars fréquentiels, et en particulier du radar SFCW qui offre de meilleures performances, le signal généré possède une largeur de bande maîtrisée qui est fonction de la bande de fréquence propre à l'antenne d'émission. La puissance moyenne fournie apparaît plus importante que pour le radar impulsionnel.

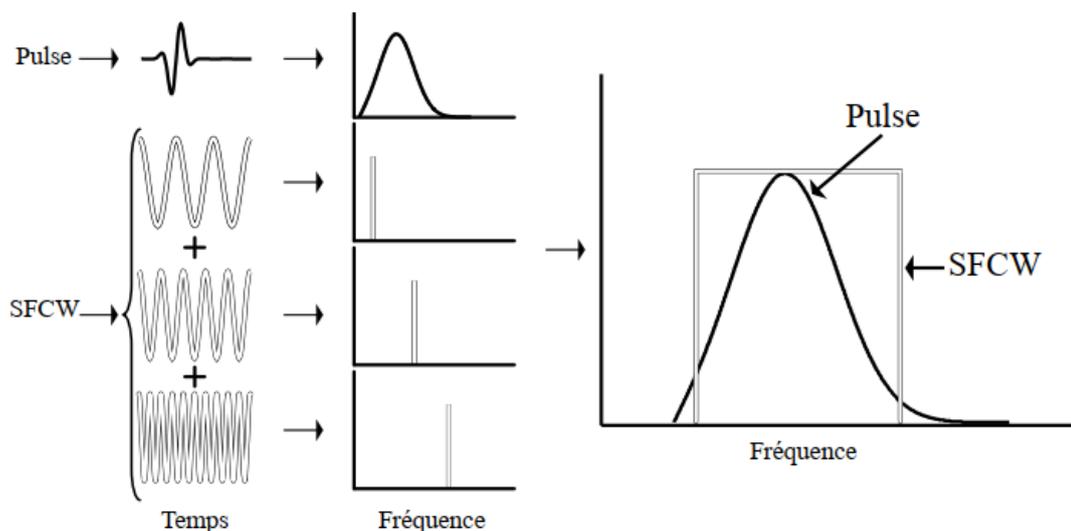


Figure (II.7) : Schéma du principe d'un radar SFCW par rapport à un radar impulsif classique [34].

II.4.6 Les topologies des systèmes GPR [35]

Il existe plusieurs topologies des systèmes GPR : monostatique, bistatique, multistatiques. Le choix de la topologie dépend du type de sondage et de l'imagerie qui sera faite après l'acquisition. Les mesures peuvent nécessiter une seule antenne, deux antennes ou parfois un réseau d'antennes dédié à l'émission et/ou à la réception.

II.4.6.1 La topologie monostatique

C'est la topologie la moins coûteuse et la plus simple à mettre en place. Elle nécessite une seule antenne qui joue le rôle à la fois d'émetteur et de récepteur comme illustre la figure (II.8).

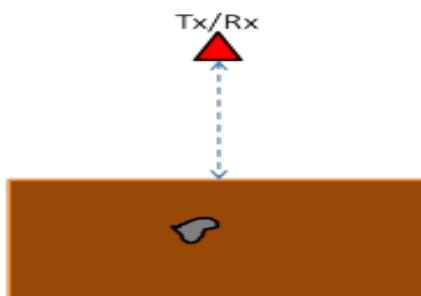


Figure (II.8) : Topologie monostatique [35].

II.4.6.2 La topologie bistatique

Dans la topologie bistatique (figure (II.9)), deux antennes distinctes sont utilisées : une pour l'émission et une autre pour la réception. Cette topologie permet de séparer les deux voies d'émission et de réception avec une électronique différente par rapport au cas de la topologie monostatique.

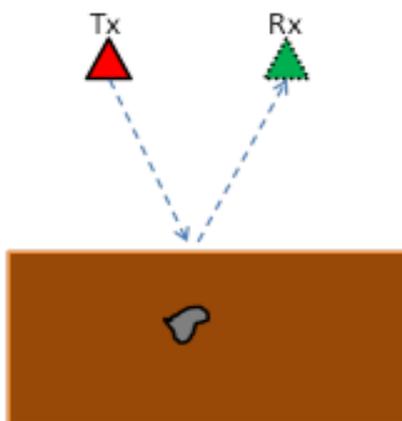


Figure (II.9) : Topologie bistatique [35].

II.4.6.3 La topologie multistatique

Dans la topologie multistatique (figure (II.10)), plusieurs positions d'émission sont utilisées et pour chaque position d'émission, plusieurs positions de réception sont considérées. Cette technique demande plus de ressources compte tenu du nombre d'antennes demandées et aussi de l'électronique qui l'accompagne.

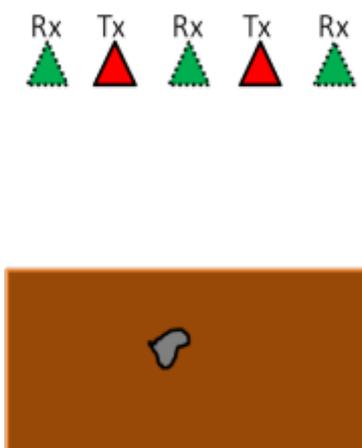


Figure (II.10) : Topologie multistatique [35].

II.4.7 Les différents modes d'acquisitions du système GPR [33]

L'utilisation d'antennes radar bistatiques permet de réaliser des enregistrements GPR dans des configurations d'antennes différentes. En fonction de l'orientation et de la position relative des antennes, il est possible de définir plusieurs modes d'acquisition. Par la suite on présentera le mode réflexion et le mode transmission.

II.4.7.1 Mode réflexion

L'acquisition en géo-radar se fait selon deux méthodes, l'un dit à offset constant, l'autre à offset variable. Ces deux types d'acquisition permettent pour le premier d'imager le sous-sol, pour le deuxième de donner un modèle de vitesse en fonction de la profondeur. L'analyse des résultats en temps donnés par l'acquisition à offset constant et variable permet de replacer chaque objet imagé à sa vraie profondeur. Le terme offset désigne la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

a. Mode à offset constant

C'est le mode le plus souvent utilisé en prospection radar pour l'imagerie du sous-sol. Dans ce mode, l'espacement entre les antennes émettrice (Tx) et réceptrices (Rx) est fixe. Le couple émetteur-récepteur est déplacé suivant une distance constante le long d'un profil horizontal (figure (II.11)). Pour chaque position, une acquisition est enregistrée. Le radargramme obtenu présente l'amplitude mesurée en fonction du temps et de la position du centre du couple émetteur-récepteur.

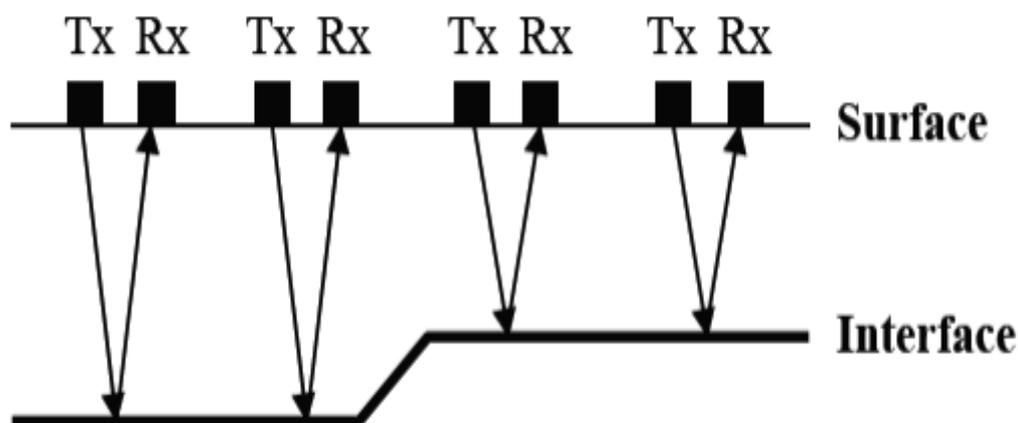


Figure (II.11) : Mode réflexion à offset constant. Le profil radar s'obtient en déplaçant les antennes le long d'une ligne horizontale [33].

b. Mode à offset variable

Les sondages radars ou sondages de vitesse sont désignés sous les noms de « Common Mid Point » (CMP) et « Wide Angle Reflection and Refraction » (WARR). La vitesse est évaluée à partir des variations des temps de propagation des ondes radar obtenues pour différents écartements entre antenne émettrice et antenne réceptrice.

En mode à offset variable on distingue deux cas.

- Mode CMP : dans ce cas la distance entre les antennes émettrices et réceptrice varie. Les antennes TX et RX sont écartées à pas constant autour d'un point milieu (figure (II.12)).

On obtient une courbe à allure hyperbolique pour chacun des réflecteurs. La pente de cette courbe donne accès à la vitesse moyenne entre la surface et le réflecteur.

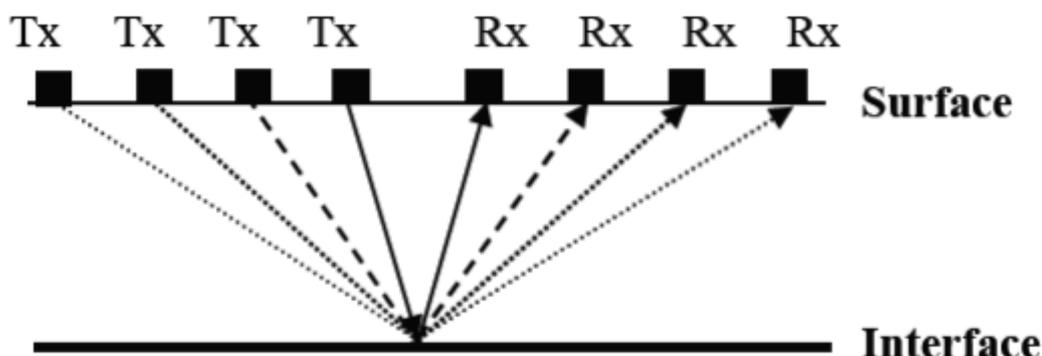


Figure (II.12) : Mode CMP. La distance entre les antennes augmente le long du profil du radar [33].

- Mode WARR : Dans ce cas l'émetteur reste fixe et le récepteur s'éloigne de l'émetteur.

II.4.7.2 Mode transmission

Ce mode permet d'enregistrer la propagation d'une onde radar depuis l'antenne émettrice vers l'antenne réceptrice. Ce type d'acquisition peut se faire avec des antennes de surface. Pour chaque position de l'antenne émettrice, une trace est enregistrée pour une série de positions de l'antenne réceptrice. L'antenne émettrice est ensuite déplacée, et la séquence d'acquisition répétée (figure (II.12)). Le traitement de ce type de radar gramme n'est pas direct et nécessite l'utilisation de méthodes d'inversion numériques. Cette méthode est très utilisée

avec des antennes de forage, en déplaçant les antennes émettrice et réceptrice dans des puits parallèles.

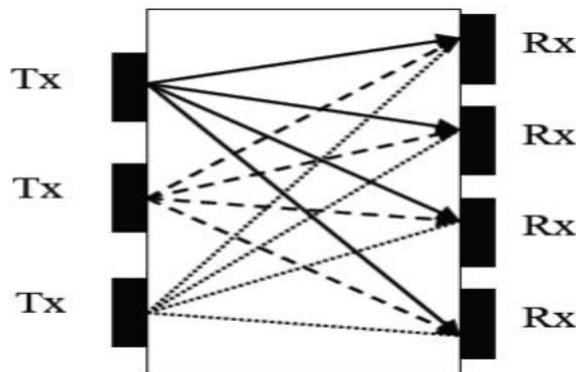


Figure (II.13) Mode transmission. Pour chaque position de l'antenne émettrice, une série de mesures est effectuée en déplaçant l'antenne réceptrice [33].

II.4.8 Les enregistrements radar [36]

Le principe d'un enregistrement radar est d'émettre dans le sol une onde électromagnétique puis d'enregistrer les différentes réflexions de cette onde après qu'elle se soit propagée dans le milieu. Il est possible de distinguer 3 types de représentation de ces enregistrements : le A-scan (1D), le B-scan (2D) et le C-scan (3D).

II.4.8.1 A-scan

Pour réaliser une mesure, le radar est placé à la surface du sol (les mesures sont effectuées en $z=0$). Dans le cas d'un radar impulsif, une impulsion de très courte durée est émise puis l'écho du sol est enregistré au niveau de l'antenne de réception. Pour les antennes ayant un lobe large, les échos observés ne reflètent pas seulement la trace des inhomogénéités situées à l'aplomb du radar mais aussi des échos provenant de directions différentes.

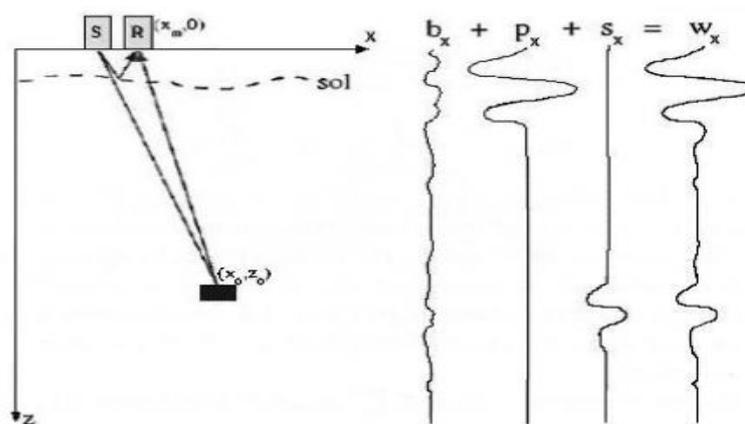


Figure (II.14) : Décomposition des signaux formant le A-scan [36].

Le signal enregistré contient toutes ces réflexions qui apparaissent comme étant à la verticale de cette antenne. Cependant, à ce signal viennent s'ajouter des signaux parasites comme le couplage entre les antennes, l'écho de surface provenant de la réflexion à la surface du sol (figure (II.14)).

Le signal peut être modélisé de la manière suivante :

- S_x le signal utile issu de l'objet à détecter.
- P_x l'écho de surface.
- b_x le bruit supposé gaussien et blanc.
- w_x le A-scan formé de la somme des différentes contributions.

Le A-scan est la représentation en 1 dimension, de l'amplitude du signal reçu pour une position x du radar en fonction du temps.

II.4.8.2 B-scan

Le A-scan ne permet pas de localiser la position d'un objet. Il indique uniquement le temps parcouru par l'onde entre les différents objets et l'antenne de réception. Il est alors nécessaire d'effectuer différentes mesures. Le radar est donc déplacé à la surface suivant une direction donnée. L'enregistrement ne se fait que par pas régulier suivant cette direction x . Pour chaque position du radar, une mesure est réalisée. Tous ces A-scan sont ensuite mis bout à bout ce qui permet d'obtenir un B-scan (également appelé radar gramme).

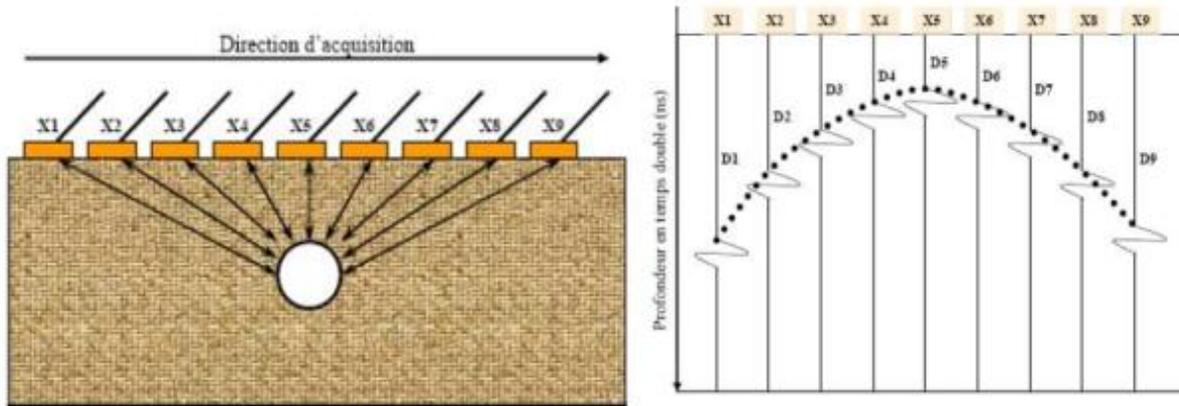


Figure (II.15) : Représentation d'un B-scan [33].

Sur les enregistrements de type B-scan, les différents objets apparaissent sous la forme d'une hyperbole. Ces hyperboles caractéristiques sont dues à la juxtaposition des différents enregistrements effectués pour différentes positions à la surface du sol.

Le B-scan est la représentation en deux dimensions, de l'amplitude du signal reçu en fonction de la position et du temps. Cette représentation est la plus utilisée pour visualiser un enregistrement radar. Elle donne une bonne représentation du sol et de la position des différents objets.

II.4.8.3 C-scan

Afin de réaliser la topographie d'un sol, plusieurs mesures sont effectuées en déplaçant le radar parallèlement à l'axe des x pour obtenir une série de B-scans représentant des coupes parallèles du milieu sondé. La juxtaposition de ces B-scans forme alors un C-scan.

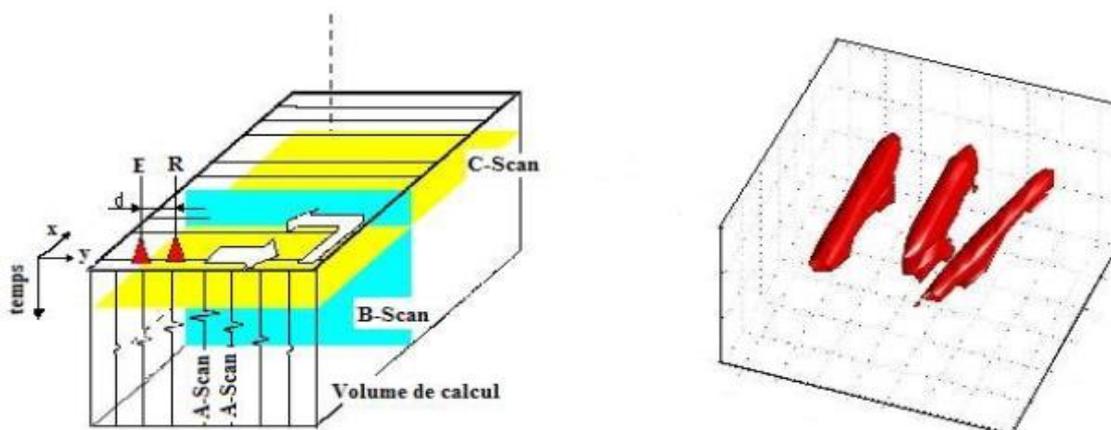


Figure (II.16) : Représentation d'un C-scan [33].

Cette représentation en trois dimensions permet une visualisation directe de la scène. Elle donne davantage de renseignement sur la forme, la taille et surtout l'orientation des différents objets contenus dans la scène.

II.4.9 Les Paramètres de performance d'un radar GPR

L'évaluation des performances du GPR est liée à plusieurs paramètres du GPR, ainsi qu'aux propriétés électromagnétiques du sol étudié. Par conséquent, la profondeur de pénétration et la résolution sont principalement deux critères qualifications radar à pénétration de sol.

La profondeur de pénétration et la résolution pour cette technique d'imagerie dépendent essentiellement de la bande de fréquence d'émission du Radar GPR, des caractéristiques des antennes utilisées, des propriétés électriques du sol ou du matériau prospecté, et des contrastes apportés par les cibles recherchées par rapport au milieu environnant [37].

II.4.9.1 Equation du radar

L'équation du radar relie la puissance P_e émise par l'antenne d'émission et la puissance reçue P_r par l'antenne de réception [38] :

$$P_r(W) = \frac{P_e G_t G_r V^2 \sigma}{(4\pi)^2 f^2 r^2} e^{-4\alpha r} \quad (\text{II.17})$$

G_t et G_r : Gains de l'émetteur et du récepteur dans la direction de la cible.

V (m/s): Vitesse de propagation dans le sol.

α (néper/m): Coefficient d'atténuation du milieu.

r (m): Profondeur de la cible.

σ (m²) : Section efficace ou surface d'influence (ce calcule à partir des changements des permittivités entre cible et milieu environnement),

f (Hz) : Fréquence de travail.

II.4.9.2 Dynamique du radar GPR [27]

La dynamique a une grande incidence sur la distance maximale à laquelle une cible peut être détectée. Le récepteur géoradar et/ou le système de traitement des signaux reçus doivent être capables de gérer les signaux de réflexion de surface et ceux liés à des cibles à courte distance mais également de détecter de petits signaux proches du bruit de fond. Ainsi, la dynamique du système radar GPR est définie comme étant le rapport entre la tension maximale reçue et la tension minimale détectable par le système de réception.

$$DS_v = \frac{V_{rmax}}{V_{min}} = \frac{\text{Tension maximale reçue}}{\text{Tension minimale détectable}} \quad (\text{II.18})$$

Une autre méthode de déterminer la dynamique consiste à considérer les puissances transmises et reçues par le radar GPR. Ainsi, la capacité de détection d'un radar GPR peut être alors être exprimée par la relation suivante :

$$DS = \frac{P_e}{P_r} = \frac{\text{Puissance transmise}}{\text{Puissance reçue}} \quad (\text{II.19})$$

II.4.9.3 Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit désigne la qualité d'une transmission d'information par rapport aux parasites. Ce terme désigne le rapport entre la puissance moyenne du signal et celle du bruit.

Cependant le bruit peut avoir plusieurs sources :

- Sources externes générées en dehors du système.
- Sources internes dues à des phénomènes microscopiques aléatoires.

Les radars doivent pouvoir plus ou moins ignorer ces sources de signaux parasites, afin de se focaliser uniquement sur les cibles intéressantes. La capacité d'un radar à surmonter ces nuisances définit son rapport signal sur bruit (SNR). Plus le SNR est grand, plus le radar peut séparer efficacement une cible des signaux parasites [39].

II.4.9.4 Résolution en profondeur [36]

La résolution en profondeur r [m] est définie comme étant la distance minimale entre deux cibles pour que ces dernières apparaissent distinctes sur un radar gramme.

$$r = \frac{v}{2B} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

- v la vitesse de propagation dans le milieu
- B la largeur de bande à mi-hauteur du signal reçu
- f_c la fréquence d'utilisation

Dans la plupart des cas, les systèmes radars sont conçus tel que $B \sim f_c$:

$$r = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\epsilon_r} 2 f_c} \quad (\text{II.21})$$

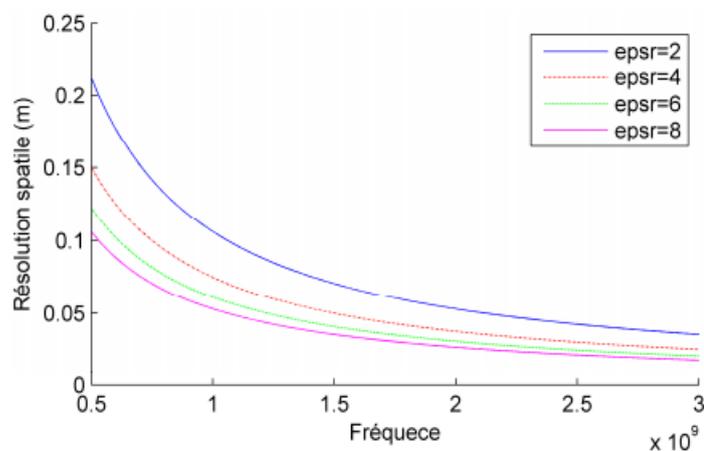


Figure (II.17): Variation de la résolution spatiale en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité [36].

Dès lors la nouvelle équation montre que la résolution spatiale est inversement proportionnelle à la fréquence d'utilisation ainsi qu'à la permittivité du milieu (figure (II.17)). Or ce dernier n'est pas contrôlé par l'utilisateur. Cependant l'augmentation de la fréquence entraîne une diminution de la profondeur de pénétration. En fait, plus la fréquence est élevée plus l'atténuation dans le milieu de propagation augmente. Il faudra donc trouver un

compromis entre la fréquence d'utilisation qui améliore la résolution et la profondeur de pénétration maximum.

II.5 Les antennes ULB en GPR

Le choix de l'antenne conditionne la performance du système radar. Afin de reconstruire une image satisfaisante, l'antenne doit présenter à la fois une large bande de fréquence, et une adaptation permettant une transmission maximale de l'énergie dans le sol [33].

Les antennes Ultra Large Bande (ULB), par opposition aux antennes bande étroite, se caractérisent par la très large bande spectrale sur laquelle elles sont capables de fonctionner. Les antennes à large bande classiques sont prévues pour fonctionner en régime harmonique et n'offrent généralement pas les caractéristiques souhaitées pour les expérimentations dans le domaine transitoire. En effet, la technique ULB, qui gère le système d'alimentation des antennes, transmet et reçoit des formes d'onde formées d'impulsions de très courtes durées (1 ns) [33].

Dans les prochains paragraphes nous distinguons les différents type d'antennes ULB associées à l'utilisation du GPR

II.5.1 Antennes à transition progressive (Vivaldi)

Les antennes à fente à transition progressive (ou *Tapered Slot Antennas*, TSA) sont des structures à deux dimensions qui présentent une transition à partir d'une ligne ou d'un guide d'onde imprimés. Elles ont été introduites en 1974 par Lewis et Gibson avec l'antenne Vivaldi [40-41].

Elles sont généralement constituées par une ligne à fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à une discontinuité finale. La transition de l'antenne peut avoir différents profils (figure (II.18)): Profil linéaire (antennes LTSA), profil constant (antennes CWSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou profil exponentiel (ETSA : antenne vivaldi) [42]. On distingue deux types d'antennes vivaldi, les classiques (imprimées sur un seul plan) et les antennes vivaldi antipodales.

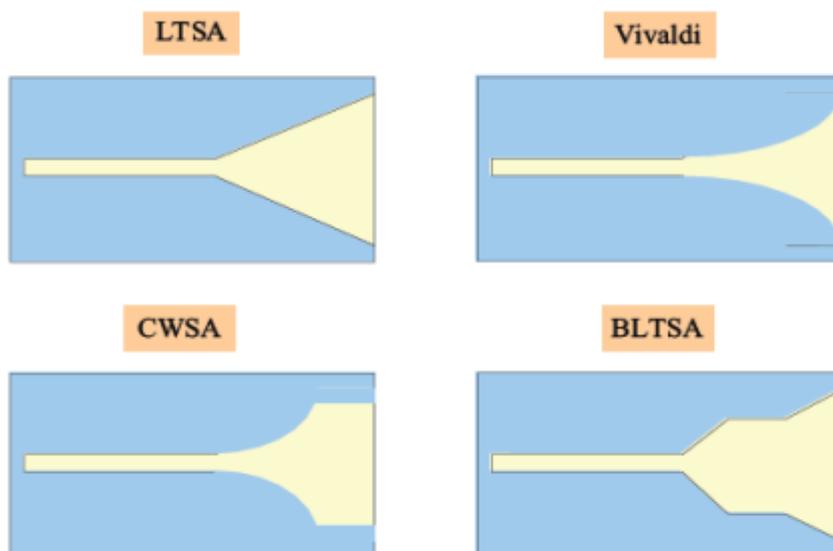


Figure (II.18) : Différents type d'antennes TSA [43].

Les antennes à onde progressive peuvent rayonner d'une manière stable sur une très large bande passante et dépasse facilement 100%. Leur diagramme de rayonnement est unidirectionnel, et s'effectue suivant le plan du substrat. Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes peuvent aller jusqu'à 10 dBi en fonction des transitions choisies

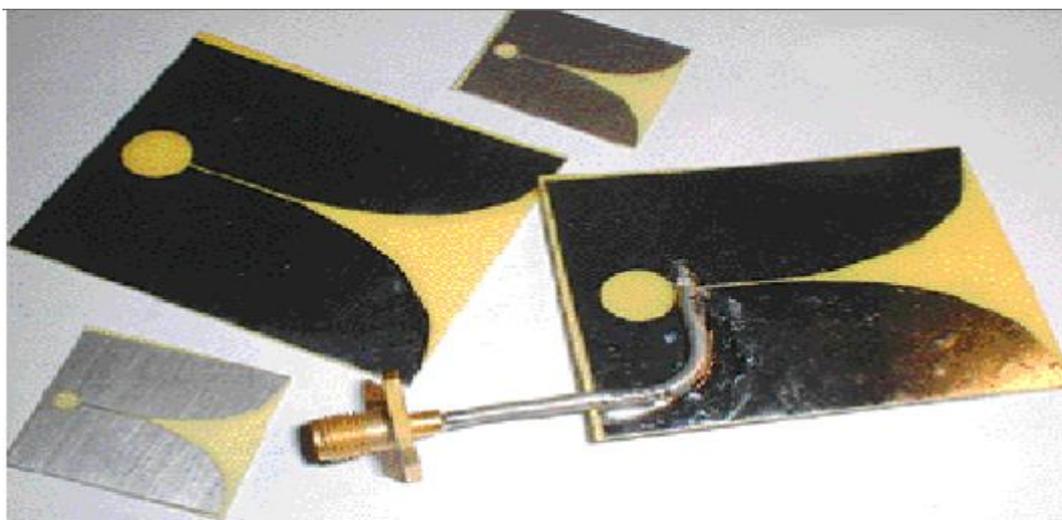


Figure (II.19) : antenne Vivaldi [36].

Les applications de ces antennes sont variées et elles sont utilisées surtout dans l'application radar impulsionnel et dans l'imagerie micro-onde [44-45].

II.5.2 Antennes en cornet

Une autre catégorie d'antenne également connue pour ses propriétés de large bande passante est l'antenne cornet. En effet, ces structures alimentées par guide d'ondes rectangulaires ou circulaires ont des propriétés intrinsèquement large bande, avec des adaptations d'impédance sur des bandes passantes relatives allant de 50 % à 180 %. Cette caractéristique est en partie due au fait que, de la même manière que pour les antennes à transitions progressives, l'élargissement du guide d'onde vers une ouverture circulaire ou rectangulaire permet un rayonnement efficace du signal dans l'espace libre [43].

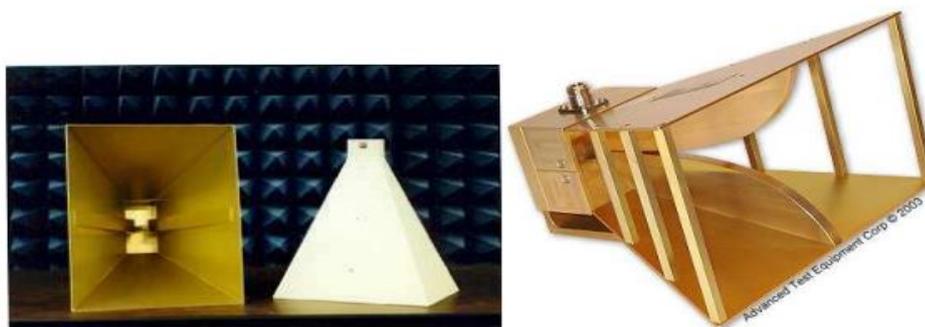


Figure (II.20) : À gauche : antenne cornet classique. À droite : cornet ridgé [33].

Ces antennes sont souvent utilisées dans le cadre d'applications GPR et particulièrement pour les radars GPR FMCW.

II.5.3 Antennes papillon (Bowtie)

Les antennes papillon font partie des antennes ULB qui présentent de nombreux avantages, notamment, une bande passante relativement large, un rendement élevé, et une mise en œuvre facile [20].

Ce type d'antenne est très fréquemment utilisé dans les systèmes radars et en particulier dans des radars GPR. La géométrie de départ est constituée de deux triangles symétriques par rapport au point d'alimentation (figure (II.21)) [22]. Ce type d'antenne est une évolution de l'antenne dipôle dont on a évasé les fils pour élargir sa bande passante.

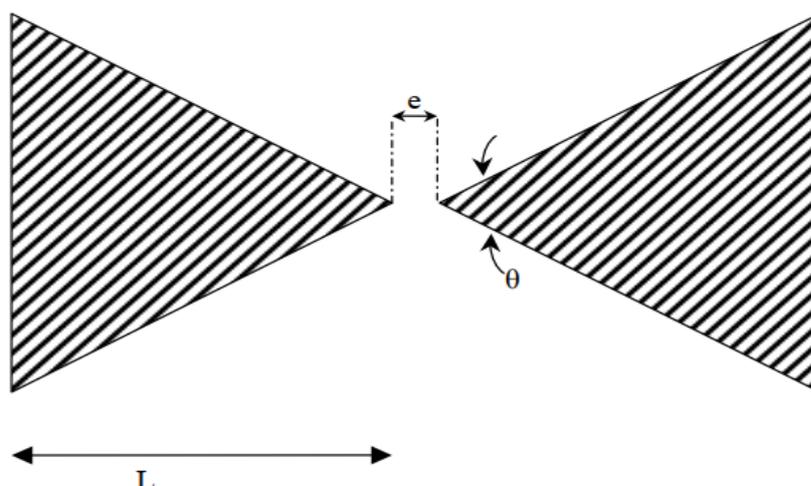


Figure (II.21) : antenne papillon [36].

II.5.4 Antennes monopole imprimées

La famille des antennes monopoles imprimées permettent, de son côté, d'avoir une large bande passante tout en gardant des performances en rayonnement stable avec les avantages des antennes imprimées (leurs structures simples, leurs fabrications faciles sur circuits imprimés et de leurs diagrammes de rayonnement omnidirectionnels). Les conceptions d'antennes monopôles ULB se concentrent sur les petites antennes imprimées en raison de leur facilité de fabrication et de leur capacité à être intégrées à d'autres composants sur les mêmes circuits imprimés [46-47-48-49-50]. La Figure (II.22) illustre plusieurs réalisations d'antennes imprimées avec différentes formes de polygones (rectangulaires, trapézoïdale, circulaires, elliptiques ... etc.).

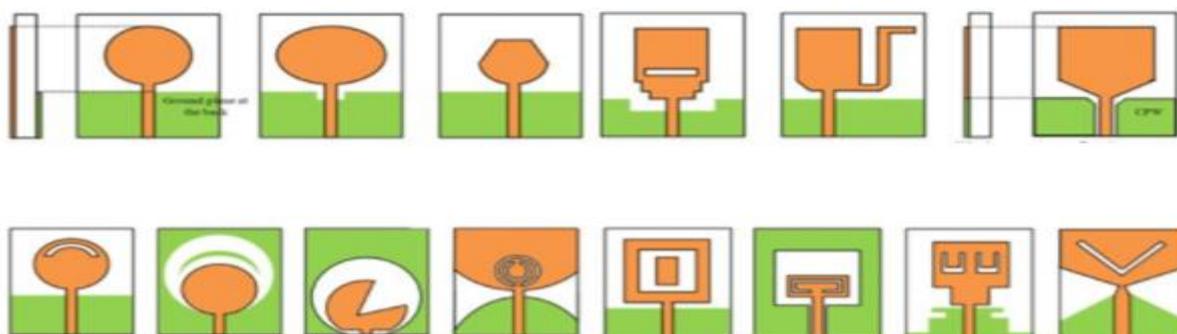


Figure (II.22) : Exemples d'antennes imprimées ULB.

II.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, dans un premier temps, nous avons présenté tout d'abord quelques généralités sur les technologie Ultra large bande. Un bref aperçu historique sur la naissance de cette technologie ainsi que leur caractéristiques, ses différents domaines d'application et en particulier l'application radar à pénétration de sol (Ground penetrating radar GPR).

Nous allons, dans un second temps, donner une description générale sur l'application GPR. Le GPR fait partie des techniques électromagnétiques non destructives couramment utilisées. Cette technique est privilégiée par rapport aux autres méthodes car elle présente plusieurs avantages. En plus de son caractère non destructif, c'est une méthode rapide et facile à mettre en œuvre.

À la fin de ce chapitre, nous avons présenté les antennes ULB la plus utilisée dans l'application GPR. En effet, divers types d'antennes sont utilisés pour les systèmes UWB GPR dans la littérature. Ces recherches ont porté sur certains types d'antennes comme les antennes à cornet, à nœud papillon et Vivaldi. Ces types d'antennes offrent des performances GPR satisfaisantes mais leur taille et leur complexité ont limité leur utilisation dans les systèmes GPR.

Dans le cadre de notre thèse, nous nous sommes intéressée par la technologie des antennes imprimées en raison de leur facilité de fabrication et de leur capacité à être intégrées à des systèmes ULB GPR ainsi que leurs caractéristiques électriques et de rayonnement (large bande passante, gain et diagramme de rayonnement stable). Le chapitre suivant on va proposer trois antennes ULB dédiées à l'application GPR.

Références bibliographiques du chapitre II

- [1] X. Begaud, “Les antennes ultra large bande”, Institut Télécom et lavoisier, Paris, 2010.
- [2] L. Yang, and G. B. Giannakis, “Ultra-wideband communication: an idea whose time has come”. In: Signal Processing Magazine, IEEE 21.6, pp.26-54. 2004.
- [3] M. G. Di Benedetto, and G. Giancola, “Understanding ultra-wide band Radio Fundamentals”, Prentice Hall PTR, 2004.
- [4] T. W. Barrett, “History of ultra-wideband (UWB) radar & communications, pioneers and innovators”, Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, Etats-Unis, Juillet 2000.
- [5] k. Siwiak, “Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology”. February 2002, IEEE Vehicular Technology Society News, pp. 4 - 9.
- [6] H. F. Harmuth, “A Generalized Concept of Frequency and Some Applications”, Mai 1968, IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-14, n°3, pp. 375-382.
- [7] G. F. Ross, and K. W. Robbins, “Baseband radiation and reception system”. Juin 1973, U.S. Patent.
- [8] Y. Duroc, “Contribution au développement de modèles orientés système pour les antennes des communications ultra large bande ”, Thèse de Doctorat, Grenoble, Avril 2007.
- [9] FCC, Revision of part 15 of the commission’s rules regarding Ultra Wide Band transmission systems, First report and order, et Docket 98-153, FCC 02-03, adopted/ released, 14 février/22 avril 2002.
- [10] P. Lombard, “Etude de l’impact du filtrage et des non-linéarités sur les signaux ULB dans les front-end radiofréquence et les réseaux hybrides optique-radio ”, Thèse de Doctorat, l’Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique INP-Grenoble MINATEC, Décembre 2007.
- [11] Rec. UIT-R SM.1755-0, Caractéristiques de la technologie à bande ultralarge, 2006.
- [12] Z.N. Chen, “Antennas for portable devices”, Institute for Infocomm Research, Singapore, John Wiley & Sons, Ltd, England, 2007.
- [13] Florence Sagnard, et Fayçal Rejiba, ”Géoradar- Principes et applications”, 2010.
- [14] G. Leimbach, and H. Löwy, “The principles of borehole radar”, Patent DE 237 944, 1910.
- [15] Hülsenbeck “Prospector Inst Fuer Praktisch Geol”, Patent DE 489434, 1926.
- [16] W. Stern,” The Basics, Methods and Results of Electrodynamic Thickness Measurement of Glacier Ice,” Z. Gletscherkunde, vol. 15, pp. 24-42, 1930.
- [17] G. R. Olhoelf, “Applications and frustration in using Ground Penetrating Radar”, IEEE AESS System Magazine, pp. 12-20, 2002.

- [18] A. P. Annan, “GPR Methods for Hydrogeological studies”, *Hydrogeophysics*, pp. 185-213, 2005.
- [19] M. Metwaly, “Detection of metallic and plastic landmines using the GPR and 2-D resistivity techniques”, *Nat. Hazards Earth Syst. Sci.*, no. 7, pp. 755-763, 2007.
- [20] H. Nadir, “Contribution à la conception d’antennes ultra large bande impulsives d’encombrement réduit” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2018.
- [21] R. Dib, “Caractérisation de couches diélectriques et magnétiques de structures multicouches par cavité résonante microonde” Thèse de doctorat, L’université Jean Monnet de saint Etienne et de l’université libanaise, 2014.
- [22] R. Perez, “ Contribution à l’analyse théorique et expérimentale de radargrammes GPR. Performances des antennes : apports d’une configuration multistatique “, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 10 octobre 2005.
- [23] F. Hollander, “ Interprétation de la distorsion des signaux géo-radar propagés et réfléchis développement d’une tomographie par bandes de fréquences “, thèse de doctorat, institue national polytechnique de Grenoble, 24 mars 1999.
- [24] M. Naziha, “Etude théorique de la propagation des ondes électromagnétique dans les milieux hétérogènes –Application au radar Sol- ” Thèse de doctorat, Université de limoges, 2018
- [25] E. C. Utsi, “Ground Penetrating Radar, Theory and Practice”, Butterworth-Heinemann, pp. 224, 1st ed., 2017, ISBN: 9780081022160
- [26] J. Henry, “Ground Penetrating Radar Theory and Applications”, Elsevier Science, pp. 509, 1st ed., 2009, ISBN: 9780444533487
- [27] M. Sow, “Contribution à la conception de radars géologiques impulsives fonctionnant dans un milieu complexe ” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 11 novembre 2015.
- [28] X. L. Travassos, S. L. Avila, R. L. da S. Adriano, and N. Ida, “A Review of Ground Penetrating Radar Antenna Design and Optimization” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 17, No. 3, September 2018
- [29] P. M. Barone, E. Pettinelli, E. Mattei, A. De Santis, and E. De Minicis, “GPR Investigations in the Archaeological Area of Ferento (Viterbo , Lazio, Italy)” , 41 special theme 7th International Conference Archaeological Prospection , Nitra 2007, 101-103
- [30] A. M. Zoubir , L. J. Chant , L. C. Brown, B. Barkat, and C. Abeynayake, “Signal Processing Techniques for Landmine Detection Using Impulse Ground Penetrating Radar” , *IEEE sensors journal*, vol.2,no. 1,pp.41-51,2002.

- [31] D. P. Gader, M. Mystkowski, and Z. Yunxin, "LandMine Detection with Ground Penetrating Radar using Hidden Markov Models", *IEEE transactions on geoscience and remote sensing*, vol. 39, no. 6, pp. 1231-1244, 2001.
- [32] T. Scullion, C.L. Lau, and T. Saarenketo, "Performance specifications of Ground Penetrating Radar", *Proceeding, 6th International Conference on Ground-Penetrating Radar*, September 1996, p341-346.
- [33] A. Hamadi, "Analyse et prédiction comportementales du radar GPR polarimétrique de la mission spatiale exomars" Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.
- [34] Q. Vitale, "Modélisation et conception d'antennes radar large bande pour la cartographie de teneur en eau volumique des sols agricoles" Thèse de doctorat, Université de pierre et marie curie, 14 juin 2014.
- [35] S. Nounouh, "Protocole de mesure et de calibrages de champs électromagnétiques en vue de l'imagerie par diffraction d'objets faiblement enfouis" Thèse de doctorat, l'Université d'Aix-Marseille, 22 octobre 2013.
- [36] M. Neyrat, "Contribution à l'étude de G.P.R. (Ground Penetrating Radar) multicapteurs : Méthodes directes et inverses en temporel" thèse de doctorat, université de Limoges, 23 janvier 2009.
- [37] L. Pajewski and A. Benedetto, "Advanced Ground Penetrating Radar : open issues and new research opportunities in Europe", *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, pp. 1847-1850, 13 october 2013, Nuremberg, Germany.
- [38] S. Tillard, "Evaluation de la technologie radar en prospection géophysique Approche théorique et Expérimentale", Thèse d'ingénieur, Université Louis Pasteur Strasbourg, 1988.
- [39] F. B. Gross, "Frontiers in antennas: Next generation design & engineering", New York: McGraw-Hill Professional, 2011.
- [40] P. J. Gibson, "The Vivaldi Aerial", *9th European Microwave Conference*, Brighton, UK, pp. 101-105, 1979.
- [41] L. Lewis, M. Fassett, and J. Hunt, "A broadband stripline array element", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Atlanta, USA, pp. 335-337, 1974.
- [42] V. Callec, "Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale", Thèse de Doctorat, INSA Rennes, Novembre 2013.
- [43] N. Fortino, "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes ultra large bande impulsionsnelle", Thèse de Doctorat, Nice-Sophia Antipolis, Février 2006.
- [44] A. S. Turk, "ultra-wideband Vivaldi antenna design for multisensor adaptive ground-penetrating impulse radar", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 48, No. 5, May 2006.

[45] J. Shin and D. H. Schaubert, “Toward a better understanding of wideband Vivaldi notch antenna arrays”, in Proc. Antenna Application Symp., Allerton Park/Monticello, sept. 20-22, 1995.

[46] H. Nikookar and R. Prasad, “Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications”, Springer Science & Business Media B.V. 2009.

[47] I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Inatti, “UWB Theory and Applications”, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, England, 2004.

[48] C. Nguyen and M. Miao, “Design of CMOS RFIC Ultra-Wideband Impulse Transmitters and Receivers”, Springer Briefs in Electrical and Computer Engineering, 2017.

[49] B. I. Lembrikov, “Novel Applications of the UWB Technologies”, Edition Boris Lembrikov, Second Edition, 2016.

[50] X. Begaud, and P. Favennec, “Ultra Wide Band Antennas”, ISTE Ltd and John Wiley & Sons, Inc., 2010

Chapitre III
Conception et réalisations des
antennes planaires ULB

III.1 Introduction

Dans les applications où la taille, le poids, le coût, les performances, la facilité d'installation et le profil aérodynamique sont des contraintes, les antennes à profil réduit peuvent être nécessaires. Actuellement, il existe plusieurs applications telles que le radar à pénétration de sol (en anglais Ground Penetrating radar) et les communications sans fil, qui ont des spécifications similaires. Pour répondre à ces exigences, des antennes micro-ruban peuvent être utilisées. Ces antennes sont à profil réduit, conformable aux différentes formes de surfaces, simple et peu coûteux à fabriquer, mécaniquement robuste quand elles sont montées sur des surfaces rigides, compatibles avec des conceptions ULB [1].

Durant la dernière décennie, les antennes patch ULB planaires imprimées sur le diélectrique avec un plan de masse partiel sont les plus pratiques à mettre en œuvre. Grâce à leurs moindres encombrements, les antennes monopoles planaires peuvent être facilement intégrées dans les circuits RF ainsi que dans les dispositifs ULB [2].

Il est donc nécessaire de concevoir des antennes bien adaptées aux exigences de leurs applications telles que : large bande passante, un bon gain, une bonne pureté de polarisation, linéaire ou circulaire, un faible coût de fabrication, l'utilisation de dimensions les plus petites possibles, intégration facile dans différents systèmes comme le GPR, le GPS et la navigation par satellite

Dans ce chapitre, nous allons présenter trois antennes imprimées ULB pour des applications GPR, une antenne elliptique, une antenne en forme de U modifié et une antenne multi-anneaux. Nous avons utilisé le logiciel CST (Computer Simulation Technology) studio suite 2016 pour concevoir les antennes ULB [3]. Dans les prochaines parties de ce chapitre on discutera les résultats simulés de chaque antenne ULB ainsi que leurs validations expérimentales.

III.2 Présentation du logiciel de simulation électromagnétique (CST)

Le logiciel CST Microwave Studio est un logiciel de simulation appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques 3D. Il est basé sur la méthode d'intégration finie FIT (Finite Integration Technique) décrite en 1977 par Weiland [4]. Cette méthode, semblable à celle de la méthode FDTD, offre une discrétisation spatiale des équations de Maxwell sur un espace de grille. Une étude dans le domaine fréquentiel ou temporel peut être effectuée à l'aide de la méthode FIT.

Le CST, comme tous les autres simulateurs, il est doté d'une interface graphique gérée de la même manière que l'HFSS (High Frequency Structure Simulator) d'Ansoft. L'utilisateur commence tout d'abord par dessiner la structure de l'antenne étudiée et préciser les caractéristiques des matériaux utilisés (diélectriques et conducteurs), ensuite il doit définir l'excitation de la structure, et enfin la structure dans le simulateur CST est prête à être simulée.

L'avantage principal du logiciel CST est sa possibilité de traiter toutes les structures homogènes et inhomogènes (les antennes, les structures planaires, les structures multicouches, les filtres et les coupleurs) avec une bonne précision et une rapidité de résolution. Semblablement au logiciel HFSS, CST permet de calculer différents paramètres tels que : les paramètres S, le diagramme de rayonnement, la distribution de courant.....etc. L'avantage de ce simulateur par rapport à d'autres simulateurs est qu'il fait le traitement sur une gamme de fréquence élevée

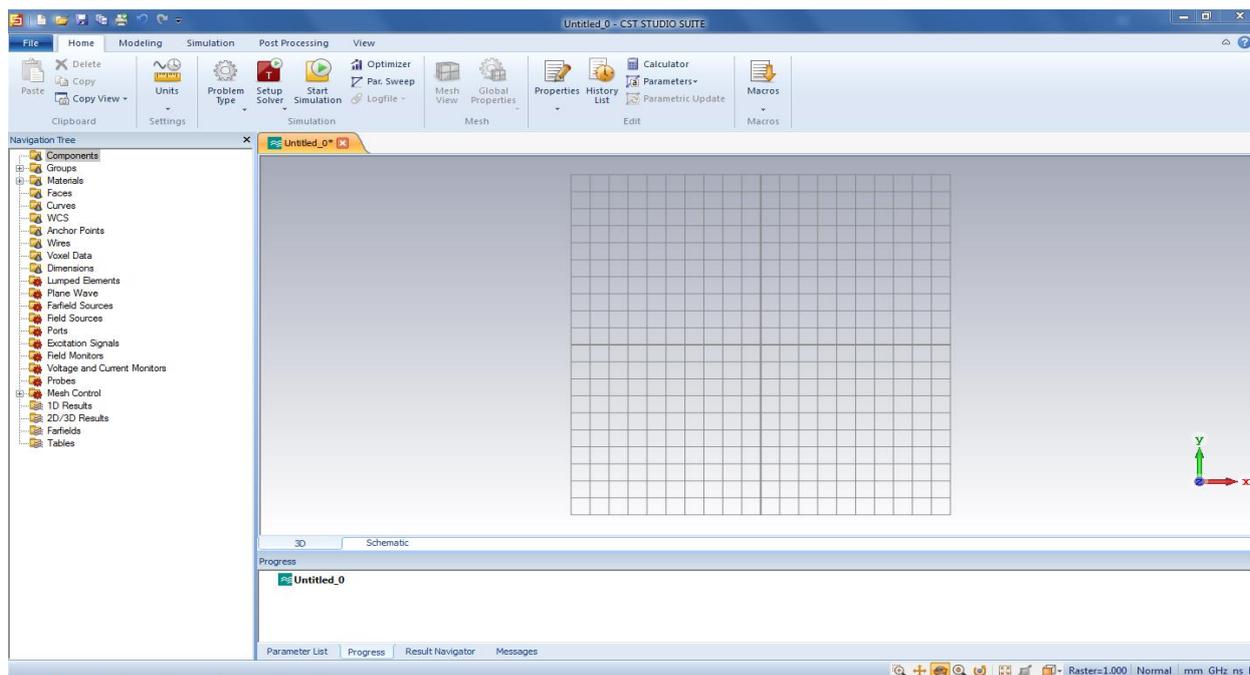


Figure (III.1) : L'interface graphique de logiciel CST Microwave Studio 2016 [3].

III.3 Techniques de fabrication et de mesure

Toutes les fabrications qui seront présentées dans ce chapitre ont été effectuées dans le laboratoire de Télécommunications (LT) de l'université 8 mai 1945 Guelma, Algérie.

III.3.1 Étapes de fabrication

Pour le processus de fabrication du prototype d'antenne proposée, nous nous sommes servis de la machine à gravure en utilisant la machine LPKF ProtoMap S103 (figure (III.2)), disponible au niveau du département Electronique et Télécommunications Université 8 Mai 1945 Guelma. Un résumé du processus de fabrication suivi est décrit ci-dessous :

- Exportation de la structure simulée à l'aide du logiciel CST sous forme de fichier Gerber. Ce type de fichier nous permet de travailler avec le logiciel de la machine "LPKF ProtoMap S103" ;
- Fixation du substrat diélectrique par un support dans la machine "LPKF ProtoLaser S103" ;
- Enlèvement du cuivre indésirable à l'aide de perçage dans la plaque de cuivre ;
- Découpage du substrat diélectrique en utilisant la machine "LPKF ProtoLaser S103" ;
- Soudage des connecteurs SMA (figure (III.3)) aux points d'alimentation pour effectuer les mesures nécessaires.



Figure (III.2) : La machine LPKFProtoMap S103.



Figure (III.3) : Connecteur SMA.

III.3.2 Appareil de mesure

Un analyseur de réseau Rohde&Schwarz R&S ®ZNB20 (Vector Network Analyser) (figure (III.4)), disponible au niveau du département d'Electronique et Télécommunications Université 8 Mai 1945, est utilisé pour mesurer les caractéristiques des antennes réalisées. Les paramètres qu'on peut mesurer par cet appareil de mesure sont : le VSWR de l'antenne en fonction de la fréquence et l'impédance d'entrée de l'antenne (partie réelle et partie imaginaire). L'antenne sous test est reliée à cet analyseur qui fonctionne dans la bande 100KHz à 20 GHz à travers deux câbles coaxiaux d'impédances 50Ω. Ces deux adaptateurs sont utilisés pour assurer la transition antenne/câble.



Figure (III.4) : L'analyseur de réseau "R&S ®ZNB20".

III.4 Exemple d'antennes ULB pour des application GPR

III.4.1 Antenne ULB en forme elliptique à polarisation circulaire [5]

a-La géométrie de l'antenne-1 ULB proposée

La géométrie de l'antenne-1 ULB de forme elliptique proposée est présentée à la figure (III.6). Elle est imprimée sur un substrat de type FR4-epoxy d'une épaisseur de 1.5 mm avec une permittivité relative ϵ_r de 4.4, et une tangente de perte de 0.0025, qui a des dimensions $22 \times 25 \times 1.5 \text{ mm}^3$. L'antenne conçue est composée d'un patch rayonnant elliptique et d'un plan de masse réduit relié à une bande ondulée inclinée. Le patch est alimenté par une ligne micro ruban d'impédance caractéristique 50 Ω. Un prototype de l'antenne proposée a été fabriqué et mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel R&S®ZNB bien calibré. L'évolution de l'antenne proposée pour les applications GPR est représentée à la figure (III.5). Trois étapes ont été utilisées pour étendre la largeur de bande et créer la polarisation circulaire.

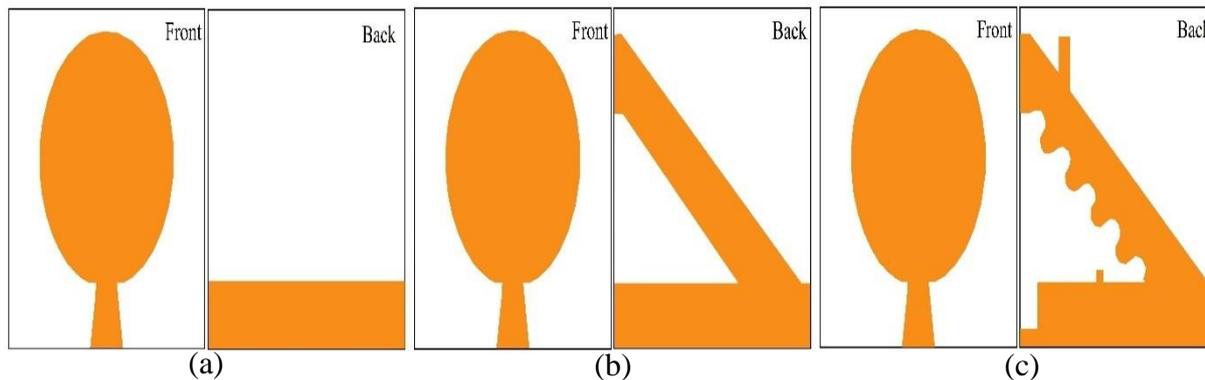


Figure (III.5) : L'évolution de la géométrie de l'antenne-1 ULB proposée (a) prototype I, (b) prototype II et (c) prototype final.

La configuration finale de l'antenne-1 ULB monopole proposée est représentée à la figure (III.6) et les paramètres géométriques optimisés sont résumés dans le tableau (III.1).

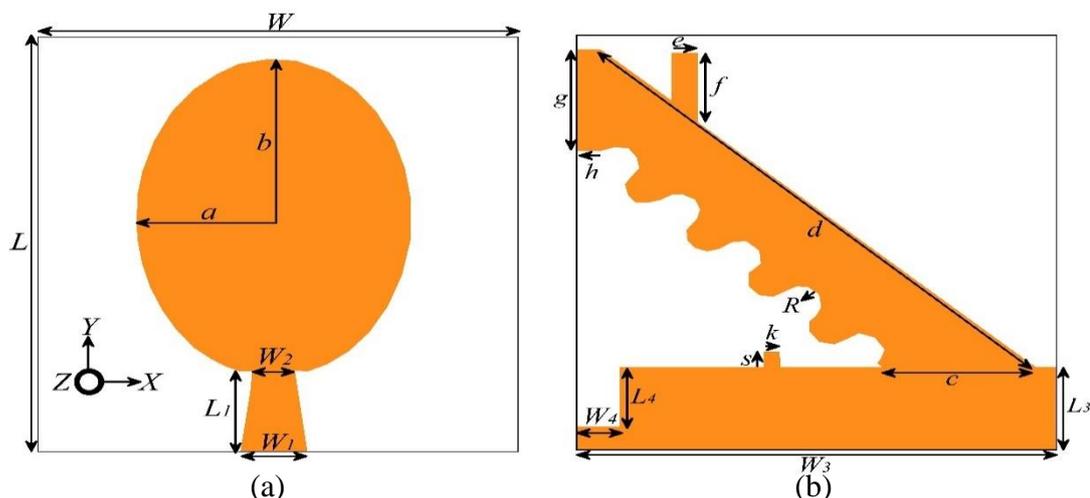


Figure (III.6) : Géométrie de l'antenne proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
W	22	a	6.3
L	25	b	9.5
$L1$	4.7	c	7
$W1$	3.2	d	27.59
$W2$	2	e	1.1
$W3$	22	f	4.17
$L3$	5	g	6
$W4$	2	h	1
$L4$	3.7	s	0.9
R	1	k	0.75

Tableau (III.1) : Paramètres géométriques de l'antenne proposée.

b-Résultats et discussions

b-1 Le taux d'onde stationnaire (VSWR)

Les résultats de simulation concernant le taux d'ondes stationnaires (VSWR) sont montrés dans la figure (III.7). On remarque que l'adaptation d'impédance et la largeur de bande d'impédance de l'antenne elliptique conçue sont fortement améliorées après l'insertion de la bande inclinée avec des ondulations et après avoir introduit des modifications dans le plan de masse réduit. La structure finale présente une large bande de fonctionnement s'étendant de 3.05 GHz à plus de 11 GHz (113.17%).

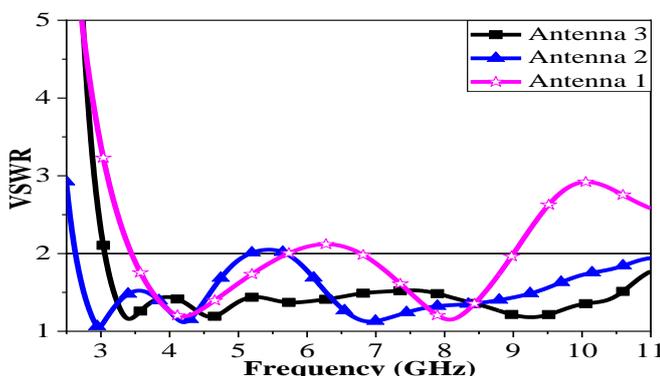


Figure (III.7) : Comparaison du taux d'onde stationnaire de l'antenne-1 ULB proposée avec ceux des structures initiales.

b-2 Rapport axial (AR)

La largeur de bande du rapport axial (AR) de l'antenne elliptique proposée est présentée à la figure (III.8) pour prouver la performance de la polarisation circulaire de l'antenne. Il est clair que l'antenne conçue présente un $AR < 3$ dB à large bande s'étendant de 5.89 GHz à 10.3 GHz et une bande passante de AR fractionnaire d'environ 54.48 % ; par conséquent, la performance de polarisation circulaire est confirmée.

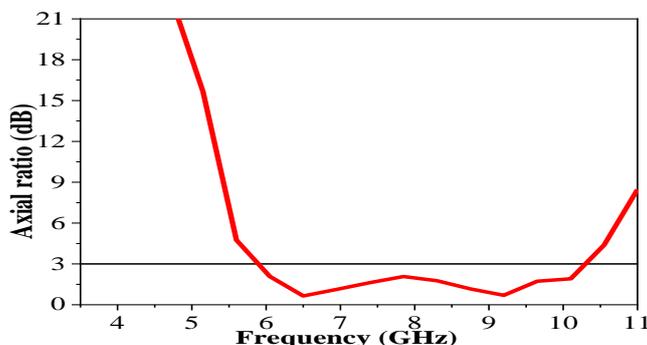


Figure (III.8) : Rapport axial en fonction de la fréquence de l'antenne elliptique proposée.

b-3 Diagramme de rayonnement

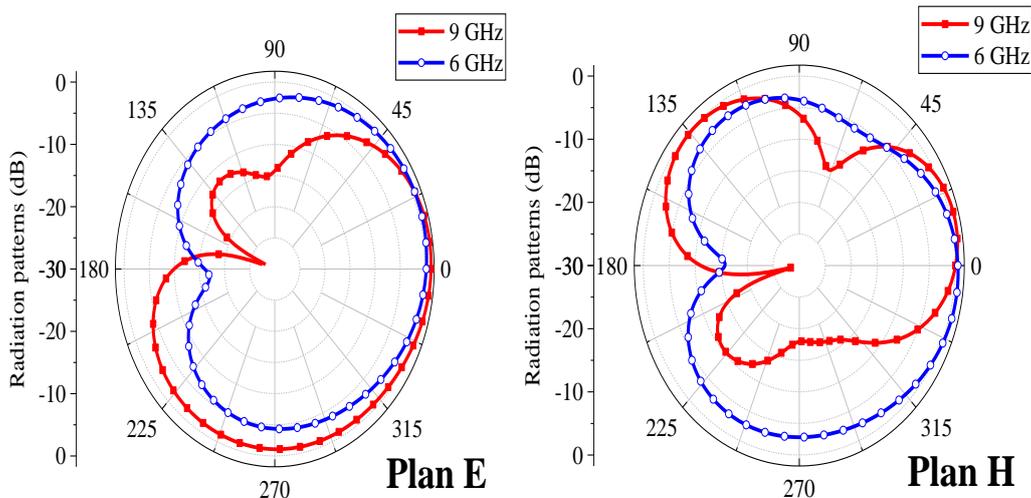


Figure (III.9) : modèles de rayonnement à polarisation circulaire simulée à droite (RHCP).

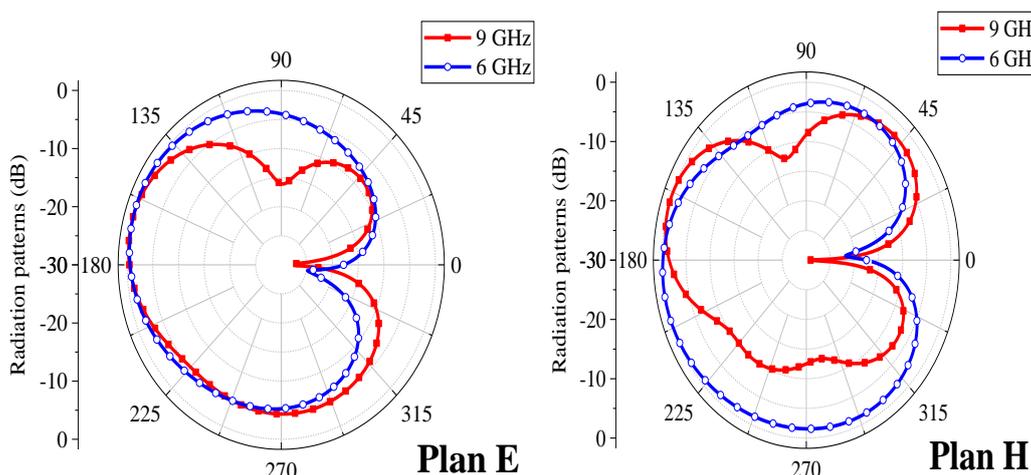


Figure (III.10) : modèles de rayonnement à polarisation circulaire simulée à gauche (LHCP).

Les figures (III.9 et III.10) illustrent les modèles de rayonnement à polarisation circulaire simulée à droite (RHCP) et à gauche à polarisation circulaire (LHCP) à grande distance, respectivement, de l’antenne conçue dans deux plans principaux H et E à deux fréquences 6 GHz et 9 GHz. Il est clair que l’antenne proposée rayonne RHCP dans la direction +z et LHCP dans la direction opposée.

b-4 Gain et efficacité de rayonnement

L’efficacité de rayonnement et le gain en fonction de la fréquence de l’antenne proposée, obtenus grâce au simulateur CST sont montrés dans la figure (III.11). On voit bien que des valeurs élevées de l’efficacité de rayonnement de plus de 80% et des valeurs

raisonnables du gain variant entre 1 et 5 dBi sont atteintes dans la bande passante de fonctionnement.

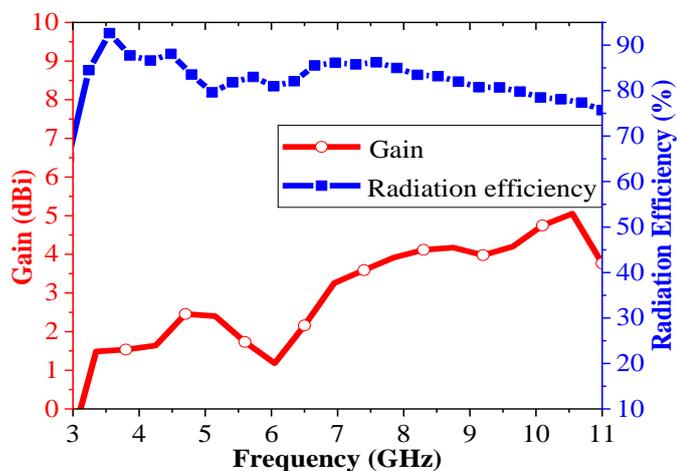


Figure (III.11) : Gain et efficacité de rayonnement de l’antenne-1 ULB proposée.

c-Validation expérimental

Un prototype expérimental de l’antenne a été fabriqué et réalisé à l’aide de la machine de gravure ‘LPKF ProtoMap S103’ au sien de nos laboratoires. Une photographie de l’antenne fabriquée est montrée dans la figure (III.12).

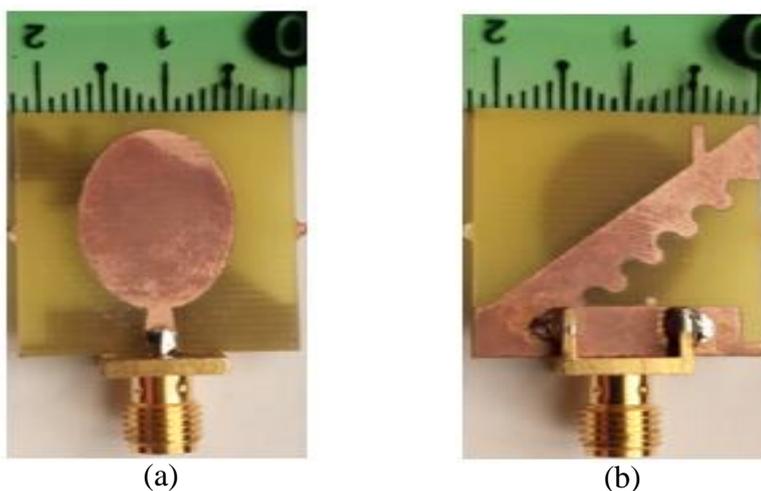


Figure (III.12) : Prototype fabriqué de l’antenne-1 ULB proposée, (a) vue avant, (b) vue arrière.

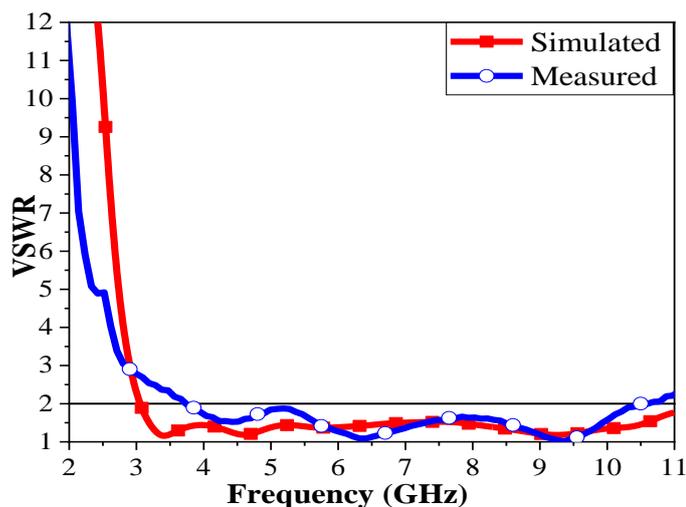


Figure (III.13) : Taux d'onde stationnaire (VSWR) simulé et mesuré de l'antenne ULB en fonction de la fréquence.

Dans la figure (III.13), nous comparons le taux d'onde stationnaire simulée avec les mesures expérimentales effectuées à l'aide de l'analyseur de réseau "R&S ®ZNB20". Le VSWR mesuré est en bon accord avec celui simulé. Les légères variations aux fréquences inférieures peuvent être dues à la mesure et aux erreurs de fabrication. La bande passante mesurée s'étend de 3.73 GHz à 10.6 GHz ; une bande passante fractionnée mesurée d'environ 95,88 % est atteinte. Tandis que, la bande passante simulé s'étend de 3.05 GHz à supérieur de 11 GHz.

III.4.2 Antenne-2 ULB monopolaire en forme de U modifié, alimentée par CPW [6]

a-La géométrie de l'antenne et processus de conceptions

La figure (III.14) présente le développement par étapes de la conception de l'antenne ULB monopole en forme de U modifiée alimentée par CPW proposée. Initialement, un patch rectangulaire conventionnel avec un plan de masse amputé (Antenne 1) a été conçu (voir figure (III.14(a))). Cette Antenne 1 n'assure pas les exigences de la bande de fréquence UWB (3.1-10.6 GHz). L'antenne 2 présente l'étape initiale de l'ajustement en modifiant la forme du patch de la forme rectangulaire à la forme décagonale comme présenté dans la figure (III.14(b)). Comme une deuxième modification, un ensemble de fentes et de coupures a été introduit dans le patch et dans le plan de masse amputé, comme le montre la figure (III.14(c)). La conception finale consiste en un patch en forme de U modifié et un plan de masse amputé.

Les fentes et les encoches insérées améliorent l'adaptation d'impédance et la largeur de bande d'impédance. En outre, ces coupures sont introduites dans les parties de l'antenne qui ont une faible influence sur les performances de l'antenne afin de réduire le poids de l'antenne et de diminuer les pertes dans les conducteurs.

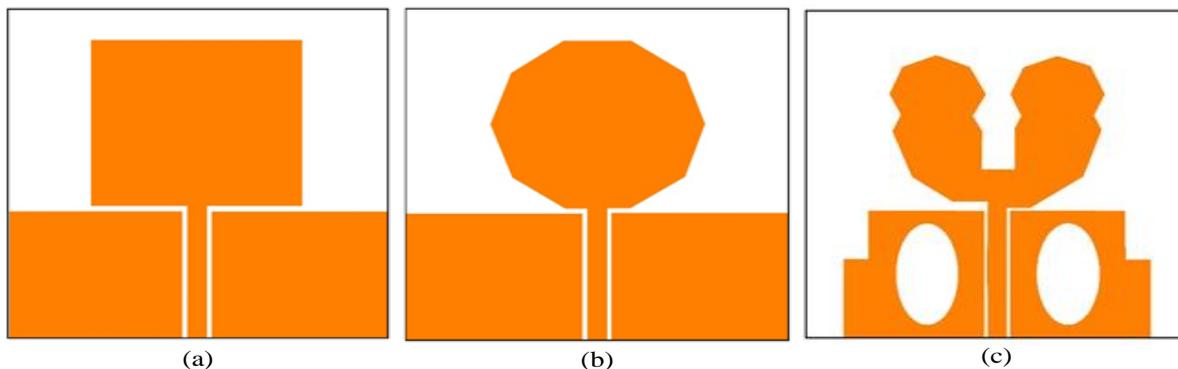


Figure (III.14) : Évolution de la conception de l'antenne-2 UWB monopole en forme de U modifié à alimentation CPW proposée, (a) antenne 1, (b) antenne 2, (c) antenne 3.

Un FR4-Epoxy robuste et peu coûteux de 1,5 mm d'épaisseur a été choisi comme substrat pour la conception de l'antenne. La permittivité relative du substrat est de 4,4. La taille totale de l'antenne proposée est de $32 \times 30.5 \times 1.5 \text{ mm}^3$. La géométrie de l'antenne-2 ULB monopole en forme de U modifié à alimentation CPW proposée est présentée à la figure (III.15).

Toutes les dimensions physiques optimisées de l'antenne conçue sont énumérées dans le tableau (III.2).

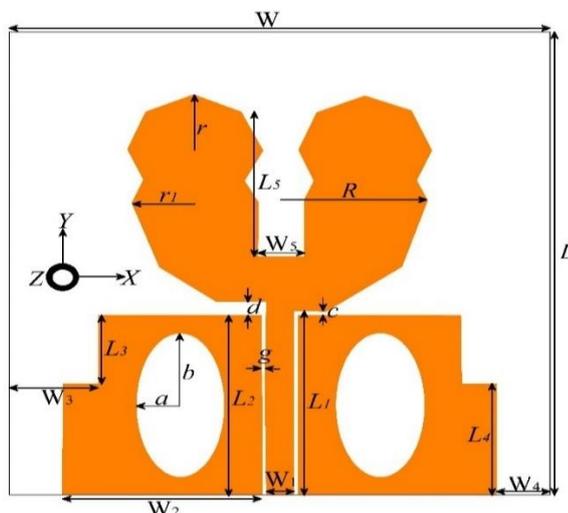


Figure (III.15) : Géométrie de l'antenne-2 ULB proposée

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
L	32	W	30.5
L_1	12.75	W_1	1.64
L_2	12.56	W_2	11.22
L_3	4.8	W_3	5
L_4	7.6	W_4	3
L_5	10.08	W_5	2.6
R	8.5	g	0.21
a	2.5	b	5
c	0.35	d	1
r	3.8	r_1	3.5

Tableau (III.2): Paramètres géométriques de l’antenne proposée.

b-Résultats et discussions

b-1 Le taux d’onde stationnaire (VSWR)

La figure (III.16) montre clairement que la largeur de bande d’impédance de l’antenne est améliorée après avoir changé la forme du patch rayonnant de la forme rectangulaire à la forme décagonale. Une autre amélioration de l’adaptation d’impédance est obtenue en introduisant un ensemble de coupures et de fentes dans le patch rayonnant et dans le plan de masse amputé. La conception finale présente une largeur de bande de fonctionnement ULB allant de 3,05 GHz à plus de 11 GHz (113.17%) qui répond aux exigences de largeur de bande des systèmes ULB.

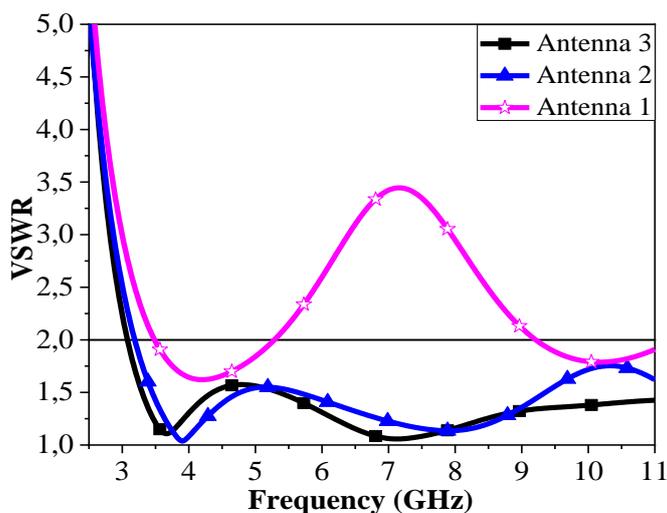


Figure (III.16) : Comparaison du VSWR de l’antenne-2 proposée avec ceux des structures initiales.

b-2 L'impédance d'entrée

La figure (III.17) illustre les parties réelles et imaginaires simulées de l'impédance d'entrée de l'antenne conçue. Il est clair que la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée oscillent autour de 50 ohms et 0 ohms, respectivement, ce qui indique la bonne adaptation de l'antenne.

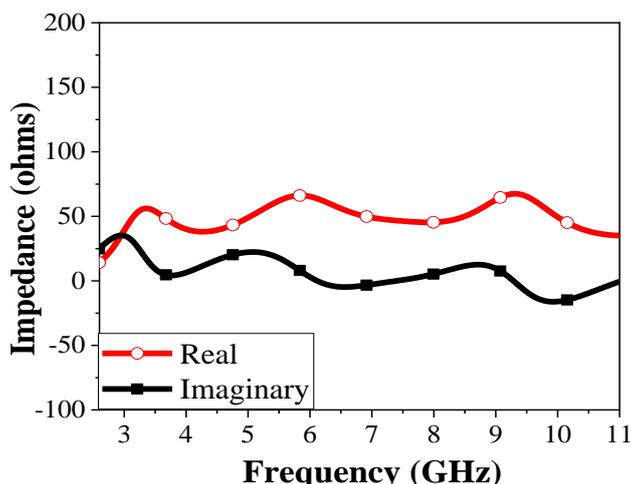


Figure (III.17) : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne-2 proposée.

b-3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement a pour but de montrer dans quelle direction l'antenne oriente son rayonnement.

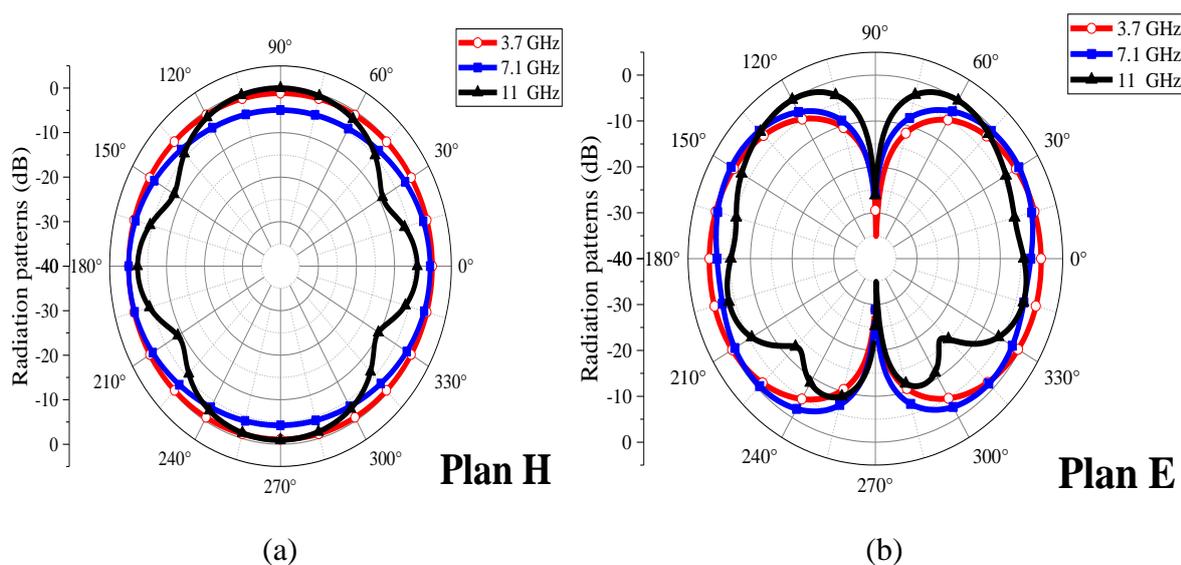


Figure (III.18) : Diagrammes de rayonnement Co-polaire de l'antenne simulé à trois fréquences, (a) plan H, (b) plan E.

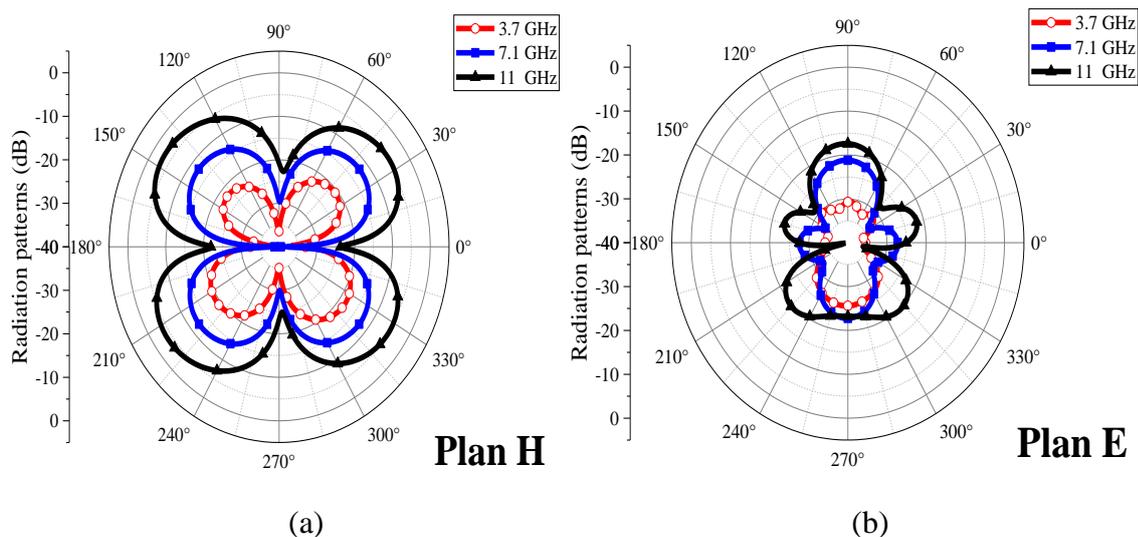


Figure (III.19) : Diagrammes de rayonnement cross-polaire de l’antenne simulé à trois fréquences, (a) plan H, (b) plan E.

Les figures (III.18 et 19), respectivement, présentent les schémas simulés de rayonnement co-polaire et cross-polaire simulés de l’antenne-2 proposée dans le plan H et le plan E à trois fréquences de 3.7 GHz, 7.1 GHz et 11 GHz. Il peut être clairement montré que le rayonnement dans le plan H est omnidirectionnel tandis que le rayonnement dans le plan E est bidirectionnel comme le dipôle. En outre, les diagrammes cross-polaires ont de petites valeurs par rapport à ceux des diagrammes co-polaires.

b-4 Gain et efficacité de rayonnement

Comme le montre la figure (III.20), on obtient des valeurs acceptables de l’efficacité du rayonnement et du gain. L’efficacité du rayonnement est supérieure à 70 % et le gain varie entre 0.55 et 3.54 dBi dans la bande passante de fonctionnement.

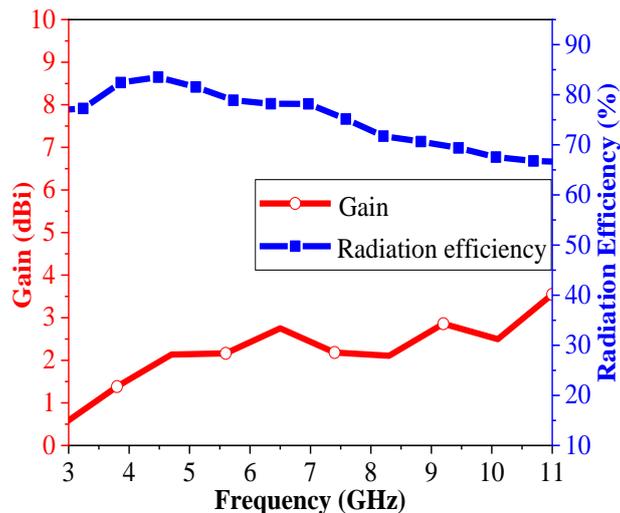


Figure (III.20) : Gain et efficacité de rayonnement de l’antenne proposée.

c-Validation expérimental

Le taux d’onde stationnaire a été testé avec un analyseur de réseau vectoriel ‘‘R&S ®ZNB20’’. Une photographie de l’antenne-2 apparaît au figure (III.21).

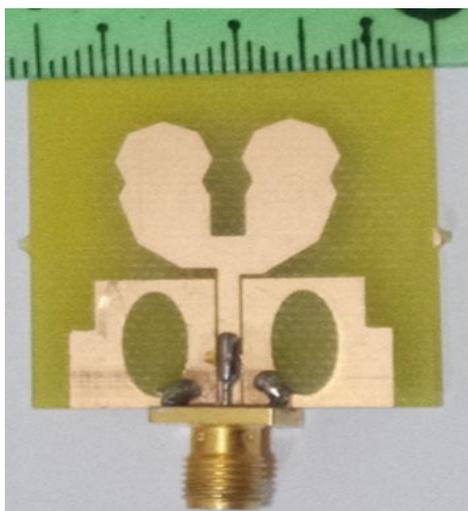


Figure (III.21) : Prototype fabriqué de l’antenne-2 proposée.

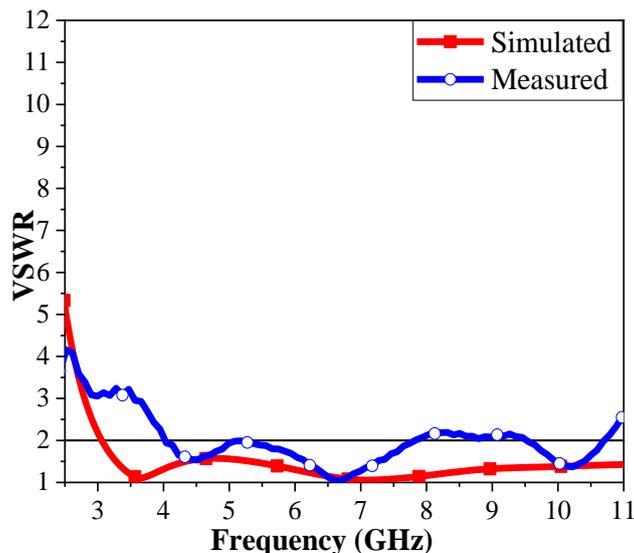


Figure (III.22) : VSWR simulé et mesuré de l'antenne-2 ULB monopole en forme de U modifiée alimentée par CPW.

La figure (III.22) montre que le VSWR simulé et mesuré sont en bon accord. La bande passante mesurée varie entre 4.02 GHz et 10.7 GHz (90.76 %) par contre la bande passante simulée s'étend de 3.05 GHz à plus de 11 GHz. Cependant, le petit désaccord est dû à la tolérance de fabrication et aux erreurs de mesure.

III.4.3 Antenne-3 ULB en forme multi-anneaux [7]

a-La géométrie de l'antenne et processus de conceptions

La géométrie principale de l'antenne multi-anneaux proposée comprend un patch rayonnant en anneau et un plan de masse minimisé. Pour améliorer l'adaptation d'impédance, trois autres anneaux fixés sont joints au radiateur principal. Le modèle d'antenne est mis en œuvre sur le substrat FR4-Epoxy à faible coût ayant une constante diélectrique relative de 4,4 et une perte tangente de 0.025 avec une taille totale de $30 \times 35 \times 1.5 \text{ mm}^3$. Le calcul de la structure proposée a été réalisée à l'aide du logiciel CST. La figure (III.23) présente l'évolution de l'antenne-3 proposée au cours du processus de conception.

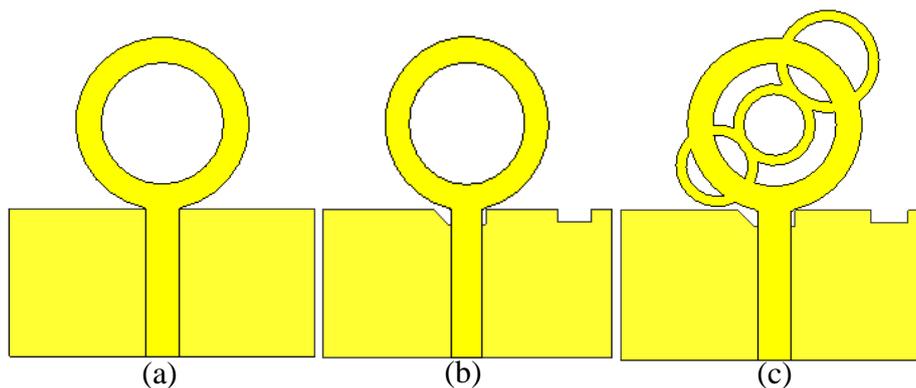


Figure (III.23) : L'évolution de la géométrie de l'antenne-3 proposée (a) prototype I, (b) prototype II et (c) prototype final.

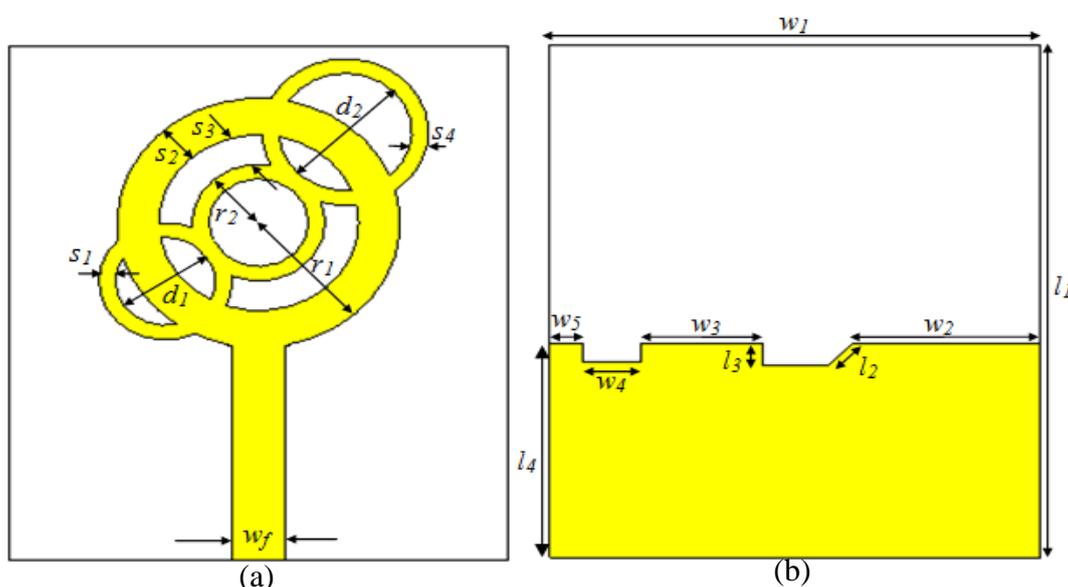


Figure (III.24): Configuration de l'antenne-3 ULB multi-anneau proposée, (a) vue de face, et (b) vue de dessous.

La figure (III.24) présente la vue avant et la vue arrière de l'antenne multi-anneau proposée avec différents paramètres. Les dimensions optimisées de la configuration de l'antenne-3 multi-anneau proposée sont obtenues comme suit : $r_1 = 8.5$ mm, $r_2 = 4$ mm, $d_1 = 6$ mm, $d_2 = 8$ mm, $s_1 = 1$ mm, $s_2 = 2.5$ mm, $s_3 = 3$ mm, $s_4 = 1$ mm, $w_f = 3.2$ mm, $w_l = 30$ mm, $w_2 = 11.5$ mm, $w_3 = 7.4$ mm, $w_4 = 3,6$ mm, $w_5 = 2$ mm, $l_1 = 35$ mm, $l_2 = 2.12$ mm, $l_3 = 1.5$ mm, $l_4 = 14.6$ mm.

b-Résultats et discussions

b-1 Le taux d'onde stationnaire (VSWR)

Afin de montrer le rôle des coupures introduites sur le plan de masse tronqué et le rôle des trois anneaux joints, l'antenne est simulée avant et après leur introduction. Les coupures

introduites ont pour but de modifier le couplage mutuel et capacitif entre les multi-anneaux rayonnants et le plan de masse tronqué.

D'après la figure (III.25) qui montre les résultats de simulation du taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence de l'antenne-3 proposée, l'antenne présente une bonne adaptation dans la bande [2.82 ; >20 GHz], avec un VSWR moins de 2. Sur la même plage de fréquence, on constate aussi que cette antenne présente une meilleure adaptation par rapport à l'antenne de base. De plus, le poids de l'antenne et les pertes du conducteur peuvent être réduits au minimum après l'introduction des coupures.

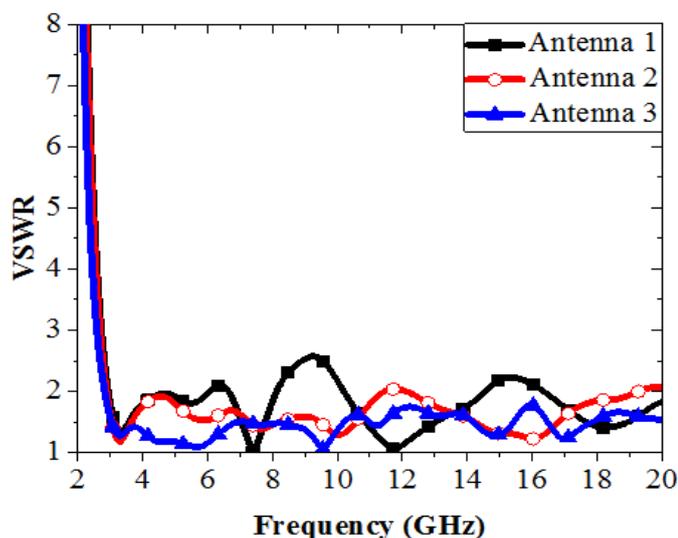


Figure (III.25) : Comparaison du VSWR de l'antenne-3 conçue avec ceux des antennes initiales.

b-2 Diagramme de rayonnement

La figure (III.26) montre les résultats de simulation de diagramme de rayonnement de l'antenne proposée dans six fréquences : 3.28 GHz, 5.69 GHz, 9.56 GHz, 11.22 GHz, 14.85 GHz, et 16.99 GHz. Il est clair que l'antenne-3 présente des diagrammes de rayonnement cohérents comme une antenne unipolaire classique dans les basses fréquences, avec d'excellents diagrammes omnidirectionnels dans le plan H et des diagrammes presque bidirectionnels dans le plan E. Cependant, à des fréquences plus élevées, les diagrammes de rayonnement en champ lointain présentent une incohérence due à l'excitation de modes d'ordres supérieurs.

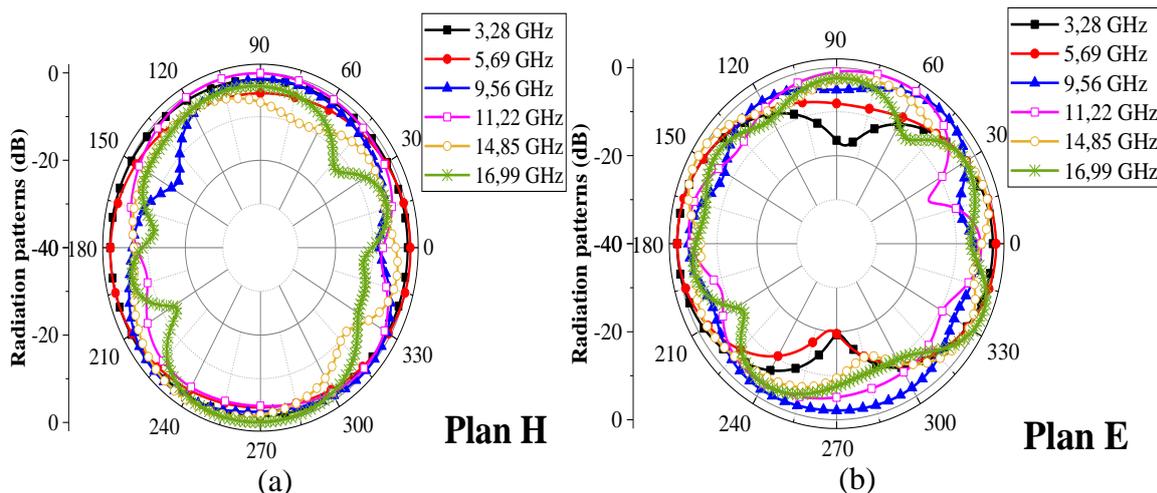


Figure (III.26) : Diagrammes de rayonnement normalisés à six fréquences, (a) plan H, (b) plan E.

b-3 Gain et efficacité de rayonnement

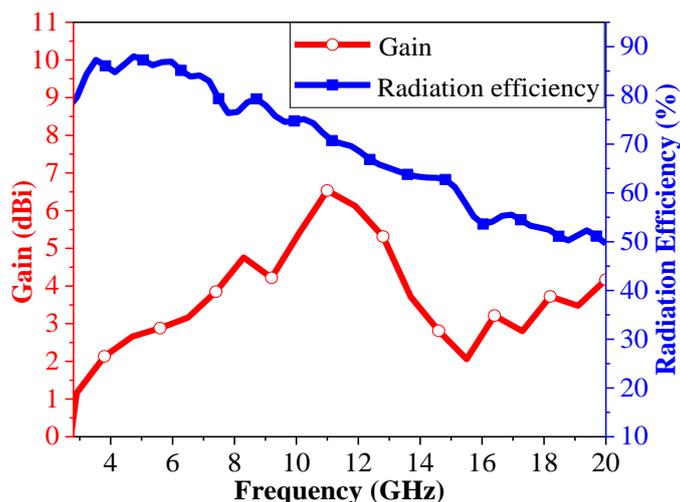


Figure (III.27) : Gain et efficacité de rayonnement de l’antenne proposée.

La figure (III.27) montre l’efficacité de rayonnement et le gain simulés sur toute la bande passante de fonctionnement. Comme observé, les résultats indiquent un pic de 88 % d’efficacité de rayonnement avec une moyenne de 70 %, tandis que le gain de crête est de 6.5 dBi à 11 GHz avec une moyenne de 3.25 dBi sur toute la bande passante. La fabrication de l’antenne à l’aide d’un substrat FR4 à perte élevée a contribué à une perte diélectrique importante, qui a eu un effet négatif à la fois sur l’efficacité du rayonnement et sur le gain. Un substrat plus coûteux que FR4 peut fournir une augmentation de gain et d’efficacité pour l’antenne-3 proposée.

c-Validation expérimental

Pour valider la structure d'antenne-3 ULB proposée, un prototype d'antenne a été fabriqué et caractérisé. La photo du prototype est représentée sur la figure (III.28). La mesure de l'antenne fabriquée est effectuée en utilisant un analyseur de réseau vectoriel de type "R&S ®ZNB20".

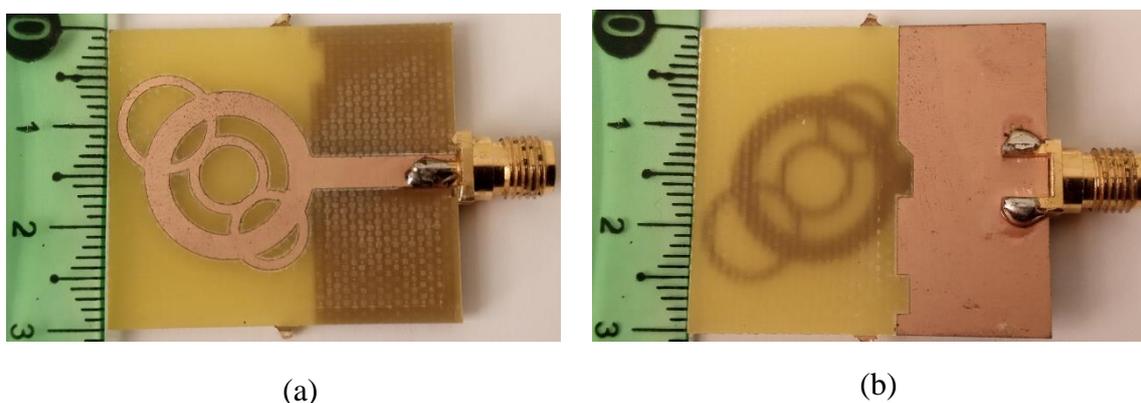


Figure (III.28) : Prototype fabriqué de l'antenne-3 ULB proposée, (a) vue avant, (b) vue arrière.

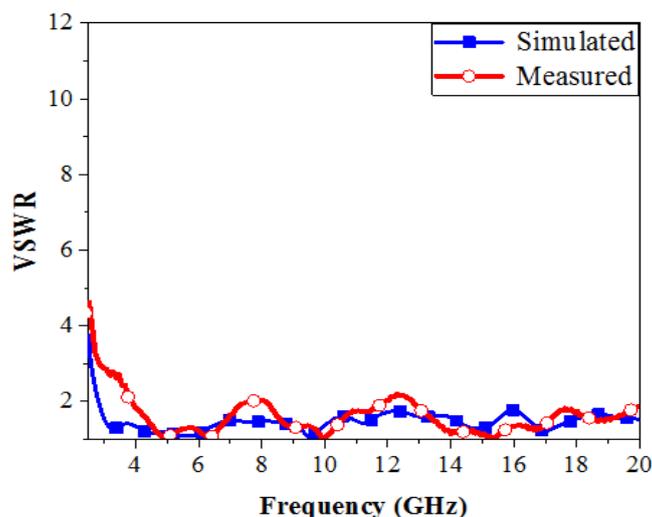


Figure (III.29) : Le VSWR simulé et mesuré de l'antenne-3 UWB proposée.

La figure (III.29) illustre le VSWR de l'antenne en fonction de la fréquence. Les résultats de la simulation indiquent que l'antenne proposée fonctionne entre 2.82 GHz et plus de 20 GHz (150.57%). Tandis que le résultat de mesure ayant une bande passante allant de 3.9 GHz à plus de 20 GHz (>134.73%). On constate un bon accord entre les deux courbes simulées et mesurées malgré une légère variance autour des fréquences 8 et 12 GHz. La différence entre les deux graphes est due aux incertitudes de mesures. Cependant, l'antenne proposée reste bien adaptée sur une large bande de fréquence.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté trois antennes imprimées ULB pour des applications GPR opérant dans la bande de fréquence désirée [3.1-10.6] GHz. Ce travail nous a permis de voir les performances de ces antennes qui répondent aux exigences souhaitées en termes d'adaptation, rapport d'ondes stationnaires, rayonnement, gain et efficacité. Dans un second temps pour valider expérimentalement ces antennes ULB, des fabrications au niveau de département d'Electronique et télécommunications Université 8 Mai 1945 ont été achevées. En effet, les résultats mesures de ces antennes ULB montre des bonnes concordances en termes de VSWR avec les résultats simulés.

Dans le prochain chapitre, on va réaliser et fabriquer deux autres antennes imprimées ULB avec des caractéristiques souhaitées en termes de : large bande passante (3.1-10.6 GHz), diagramme de rayonnement stable tel que rayonnement bidirectionnel dans le plan E et omnidirectionnel dans le plan H, impédance d'entrée autour de 50Ω , gain et efficacité acceptés. Après la conception on va tester la pénétration des deux antennes à l'aide de taux d'onde stationnaire à travers deux surfaces différents (sable sec/humide, béton).

Références bibliographiques du chapitre III :

- [1] Z. Ahmed, “antennes ”, support de cours de système de télécommunications, Université Hassiba brnbouali de chlef 2018.
- [2] T. Bougoutaia, “ Analyse et conception des antennes microstrip a base de metamateriaux » Thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf - M’sila, 2018.
- [3] <https://www.3ds.com/fr/produits-et-services/simulia/produits/cst-studio-suite/2016>
- [4] M. Clemens and T. Weiland,” Discrete Electromagnetism with the Finite Integration Technique”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 32, pp. 65–87, 2001.
- [5] M. Guerroui, A. Chaabane, and A. Boualleg, “Elliptical Shaped UWB Antenna with Broadband Circularly Polarized Antenna for GPR Applications, International Conference on Recent advances in Communication Technology, Computing and Engineering (ICACTCE), Morocco, 23-24 Mars 2021
- [6] M. Guerroui, A. Chaabane, and A. Boualleg, “A CPW-Fed Amended U-Shaped Monopole UWB Antenna for Surfaces Penetrating Applications,” 3rd International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (HORA). Turkey, Jun. 2021.
- [7] A. Chaabane, and M. Guerroui, “A Novel Multi-Ring Ultra-Wideband Antenna for Wireless Communication Systems,” Conference national sur les Télécommunications et ses Applications (CNTA). 20 et 21 décembre, Ain-témouchent, Algeria .2021

Chapitre IV
Conception d'une nouvelles
antennes ULB pour des
applications GPR

IV.1 Introduction

Le GPR est une des techniques non invasives et non destructives qui utilise des ondes électromagnétiques pour inspecter, examiner et analyser ou évaluer les milieux, les matériaux ou toutes sortes de surfaces souterraines dans une multitude de disciplines. Tout comme la fonction de l'œil chez l'homme, l'antenne est un dispositif essentiel qui détermine les performances de détection d'un système GPR. En raison de l'importance de la profondeur de détection en pratique, la caractéristique de bande des antennes GPR est nécessaire pour faciliter la détection à différents niveaux de profondeur. De nos jours, les antennes ULB ont été adoptées dans diverses applications du GPR, notamment pour l'inspection des sites et la localisation de structures enterrées [1-4]. Dans ce contexte, certaines antennes GPR ont été proposées dans la littérature récente [5-9]. Une large antenne GPR cornet de dimensions $410 \times 300 \times 800 \text{ mm}^3$ et fonctionnant dans une bande étroite allant de 1 GHz à 2 GHz a été proposée [5], tandis qu'une autre antenne Vivaldi complexe fonctionnant dans une large bande passante allant de 0.4 GHz à 10 GHz a été présente en [6]. Cependant, du fait de ses dimensions d'environ $120 \times 130 \times 10 \text{ mm}^3$, elle présente des inconvénients notamment son application pour les détections GPR. Une autre antenne GPR volumineuse dont la taille atteint $180 \times 220 \times 1.6 \text{ mm}^3$, à fente conique qui opère dans une large bande allant de 0,6 GHz à 4 GHz a été proposée en [7]. De même, une antenne GPR papillon d'une taille de $200 \times 150 \times 40.8 \text{ mm}^2$ qui ne fonctionne qu'entre 0.98 GHz et 4.5 GHz a été proposée en [8]. En présentant le même inconvénient relatif à la taille, une antenne GPR à boucle magnétique fonctionnant entre 0.1 GHz et 6 GHz et dont les grandes dimensions atteignent les $200 \times 225 \times 1.6 \text{ mm}^2$ a été proposée [9]. Les principaux inconvénients de toutes ces antennes présentées sont leurs dimensions encombrantes, leur poids considérable et leur complexité, limitant leur intégration dans les systèmes GPR. Parallèlement, des antennes efficaces et à forte pénétration sont toujours nécessaires pour diverses applications GPR.

Dans ce chapitre, nous procédons à la conception de nouvelles antennes ULB pour des applications GPR. Dans un premier temps, On discutera les résultats de simulation obtenus à l'aide de simulateurs électromagnétiques CST studio 2016. Dans la deuxième partie, des nouvelles antennes ont été réalisées et évaluées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel R&S®ZNB. Les résultats simulés et mesurés de VSWR seront comparés pour valider les résultats obtenus. Enfin, un test de pénétration est effectué pour vérifier la pertinence des antennes ULB à travers les milieux suivants : sable sec/humide pour l'antenne GPR-1 et béton pour l'antenne GPR-2 à l'aide de taux d'onde stationnaire.

IV.2 Les antennes proposées

IV.2.1 Antenne GPR-1 proposée

a-Configuration de l'antenne

Les vues avant et arrière de la première antenne GPR-1 proposées sont illustrées dans la figure (IV.1). L'antenne conçue est évaluée et analysée à l'aide du logiciel commercial CST Microwave Studio™ 2016. L'évolution de l'antenne pendant la phase de conception est décrite à la figure (IV 2). La conception de l'antenne initiale est une antenne unipolaire conventionnelle (antenne A) qui est construite par un plan de masse rectangulaire réduit et un patch rectangulaire. Alors que dans le deuxième modèle (antenne B), le plan de masse rectangulaire est remplacé par un plan de masse semi-elliptique ondulé. En outre, le patch rectangulaire est remplacé par un patch elliptique rainuré. L'antenne GPR-1 conçue est montée sur un substrat FR4-Epoxy de 1.5 mm d'épaisseur qui présente une constante diélectrique relative de 4.4 et une tangente de perte de 0.0025.

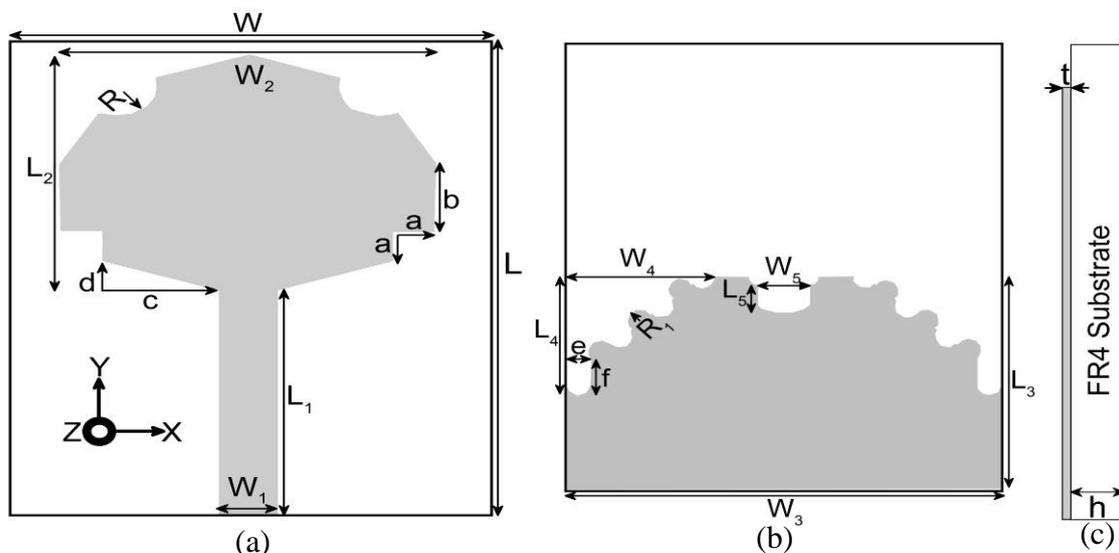


Figure (IV.1) : Configuration détaillée de l'antenne GPR-1 proposée, (a) vue de face, (b) vue arrière, (c) vue latérale.

La taille totale de l'antenne est de $0,195\lambda_0 \times 0,1625\lambda_0 \times 0,00975\lambda_0$ à 1,95 GHz. Les dimensions de l'antenne GPR-1 conçue ont été optimisées pour améliorer ses performances, et sont donné comme suite : $L=30$ mm, $L_1=13.5$ mm, $L_2=16.3$ mm, $L_3=13$ mm, $L_4=6.5$ mm, $L_5=1.7$ mm, $R=2$ mm, $R_1=0.7$ mm, $a=2$ mm, $b=5.1$ mm, $c=5.6$ mm, $d=2$ mm, $e=2.2$ mm, $f=1.52$ mm, $t=0.018$ mm, $h=1.5$ mm, $W=25$ mm, $W_1=2.8$ mm, $W_2=18$ mm, $W_3=25$ mm, $W_4=8.75$ mm, $W_5=3.02$ mm.

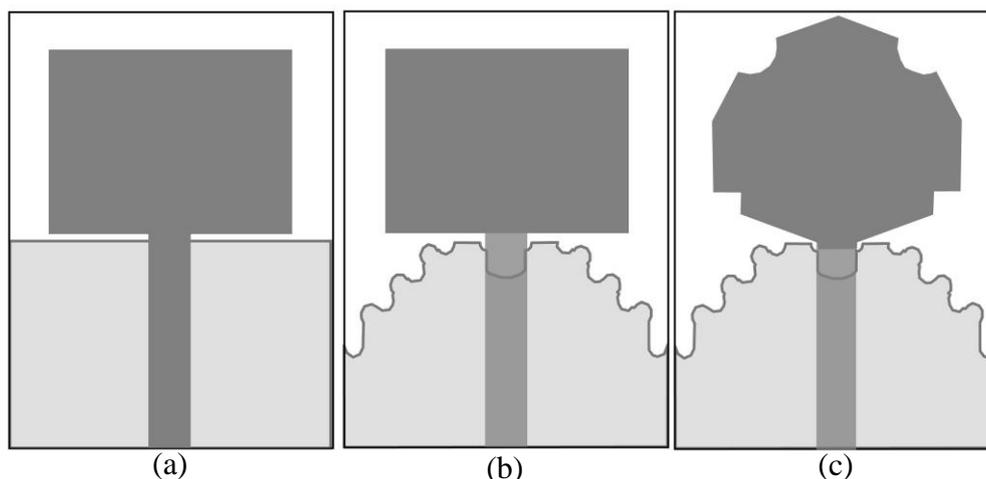


Figure (IV.2) : Evolution de l'antenne pendant la phase de conception, (a) antenne A, (b) antenne B, (c) antenne C.

b-Résultats de simulation et interprétation

b-1 Coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire

La figure (IV.3) montre, le coefficient de réflexion (S_{11}) et le taux d'onde stationnaire (VSWR) en fonction de fréquence. On voit bien que la largeur de bande fonctionnelle et l'adaptation d'impédance sont considérablement améliorées par l'utilisation du plan de masse semi-elliptique ondulé et du patch elliptique à rainures. Les autres avantages de l'introduction de coupures dans une antenne planaire sont la réduction du poids et la minimisation des pertes dans les conducteurs [10]. Le tableau (IV.1) illustre les bandes passantes fonctionnelles des trois antennes.

Les antennes	Largeur de bande (GHz)	Largeur de bande (%)
Antenne A	3.69-5.72, 12.61- >20	43.19, 45.32
Antenne B	3.26 - >20	> 143.94
Antenne C	3.07 - >20	> 146.83

Tableau (IV.1) : Comparaison de la largeur de bande des trois antennes

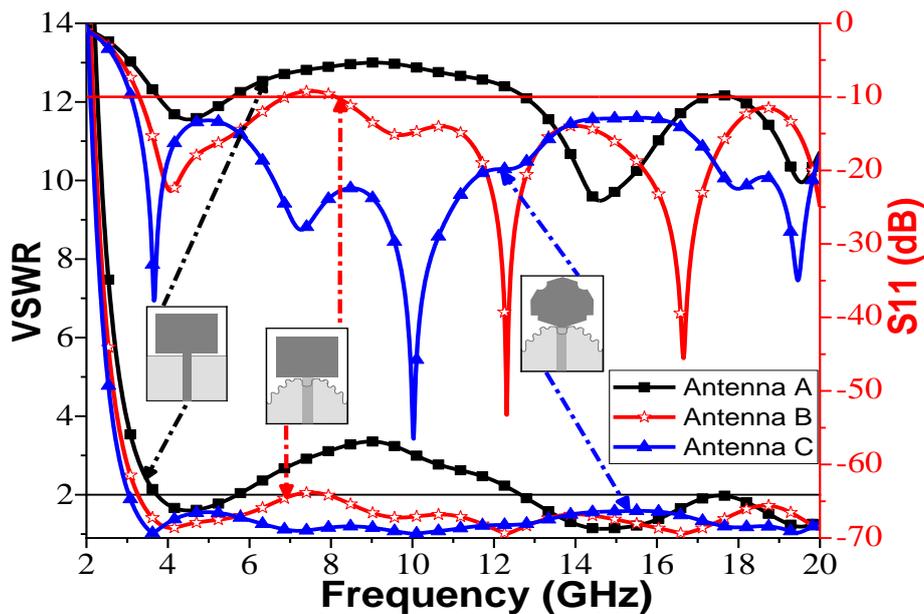


Figure (IV.3) : TOS et S₁₁ des trois antennes.

b-2 L'impédance d'entrée

La figure (IV.4) indique que la partie réelle de l'impédance oscille étroitement autour de 50 ohms, ce qui correspond à la valeur de l'impédance d'entrée du port d'excitation. En revanche, la partie imaginaire oscille étroitement autour de zéro, ce qui indique le fonctionnement de la super ULB de l'antenne conçue.

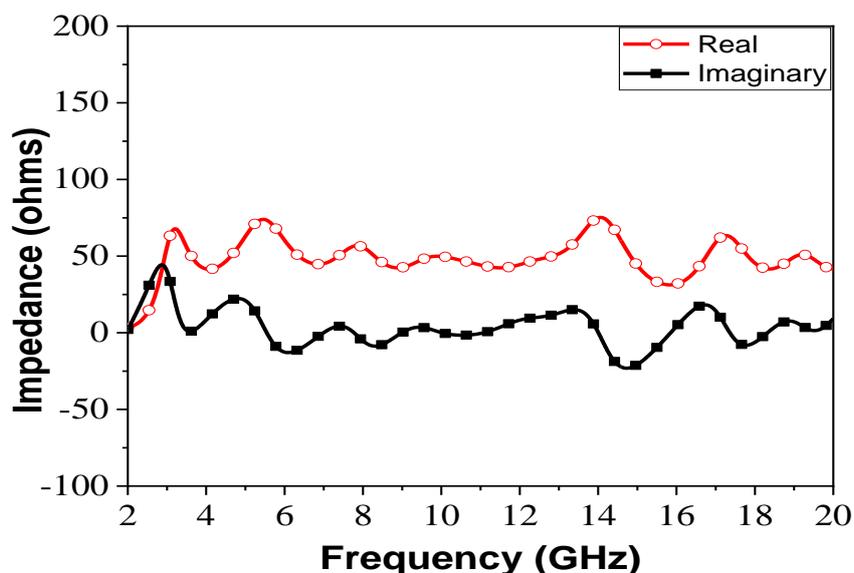


Figure (IV.4) : Parties réelles et imaginaires de l'impédance de l'antenne proposée.

b-3 Puissances au port d'entrée de l'antenne

La figure (IV.5) montre une comparaison entre la puissance acceptée et les puissances non délivrées (soit la puissance sortant du port, soit la puissance absorbée par le port) par le port d'excitation. En comparaison à la puissance fournie, de très faibles puissances perdues sont révélées dans toute la largeur de bande opérationnelle, ce qui confirme la bonne adaptation de l'antenne.

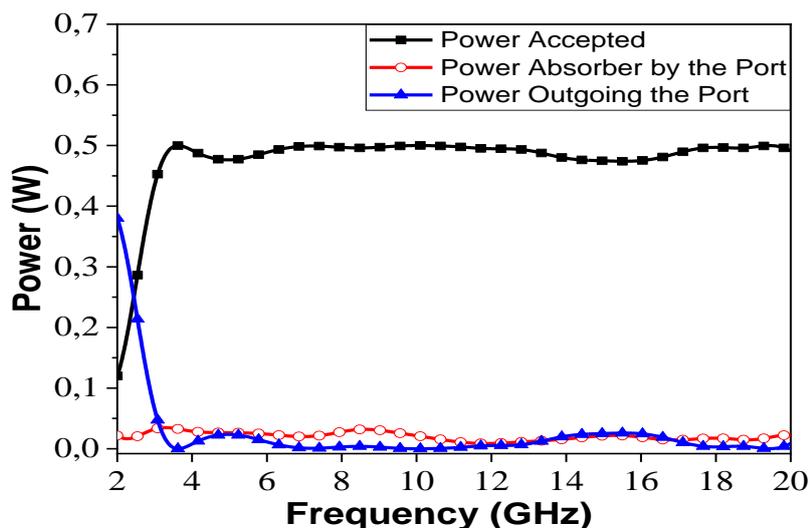


Figure (IV.5) : Puissances au port d'entrée de l'antenne.

b-4 La distribution du courant de l'antenne

Les distributions de courant sur la surface de l'antenne aux fréquences de 3.5 GHz, 7 GHz et 16 GHz sont illustrées dans la figure (IV.6). A partir de cette figure, on peut observer que la distribution du courant diffère d'une fréquence à une autre. Lorsque la fréquence augmente, une forte concentration de courant peut être observée à la surface de l'antenne au bord du plan de masse, la ligne micro-ruban et sur l'élément rayonnant.

Il est clair de la figure (IV.6 (a)) que la distribution du courant à la fréquence 3.5 GHz est concentrée au voisinage de la ligne micro-ruban. Tandis que, dans les figure (VI.6 (b), (c)) montre que les distributions de courant augmentent entre la partie inférieure de l'élément rayonnant et la partie supérieure du plan de masse, ainsi que dans la fréquence 16 GHz, une forte concentration au bords du plan de masse et du patch est observée.

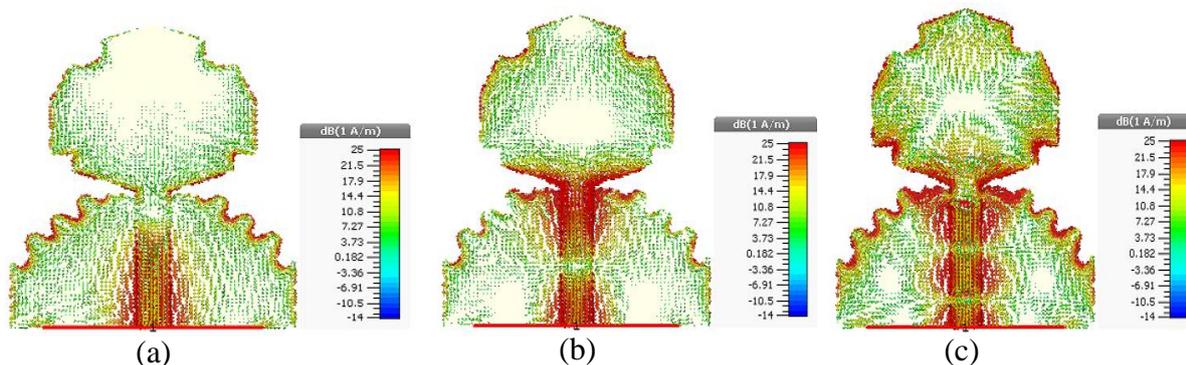


Figure (IV.6): Distribution du courant sur la surface de l'antenne à différentes fréquences (a) 3.5 GHz, (b) 7 GHz, (c) et 16 GHz.

b-5 Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement co-polaire et cross-polaire simulés de l'antenne, dans le plan H et le plan E au fréquences 3.5 GHz, 7 GHz et 16 GHz sont présentés et comparés dans les figures (IV.7 et 8), respectivement. Comme le montre la figure (IV.7), l'antenne conçue présente d'excellents diagrammes de rayonnement omnidirectionnels dans le plan H et presque bidirectionnels dans le plan E. Ces résultats sont similaires à ceux notés dans d'autres études [11-12]. En raison des modes de fréquences supérieures, le niveau de cross-polar dans les deux plans augmente avec la hausse de la fréquence, et cette augmentation peut être attribuée à l'excitation des modes d'ordres supérieurs [13]. De plus, niveau de co-polar subit une faible distorsion de sa forme à des fréquences plus élevées en raison des réflexions le long des ondulations utilisées dans le plan de masse et le long des bords du patch rayonnant ; ceci est confirmé par la distribution élevée du courant de surface sur ces bords (voir figure (IV.6)).

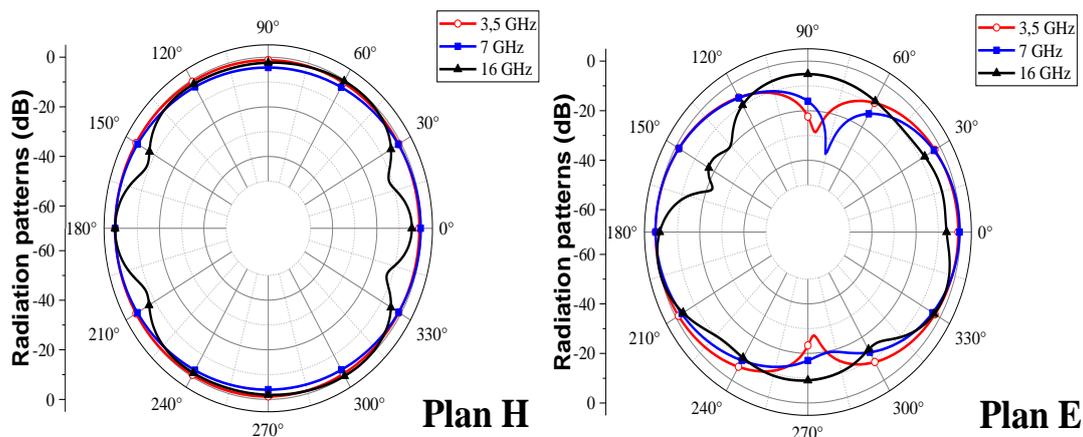


Figure (IV.7) : Diagrammes de rayonnement de co-polarisation normalisés à différentes fréquences.

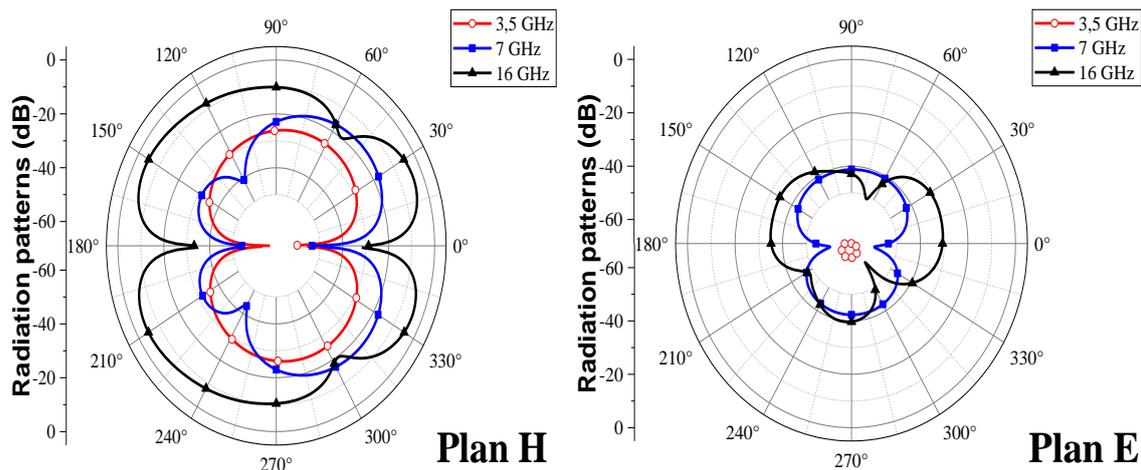


Figure (IV.8) : Diagrammes de rayonnement de cross-polarisation normalisés à différentes fréquences.

b-6 Le gain et l'efficacité de rayonnement

Le gains et l'efficacité simulés de l'antenne proposée, sont présentés simultanément dans la figure (IV.9). On constate que le gain de l'antenne varie entre 1.85 dBi et 5 dBi dans toute la bande de fonctionnement. Par conséquent, on remarque que l'efficacité varie entre 85% et 55 % sur la plage de fréquence de fonctionnement.

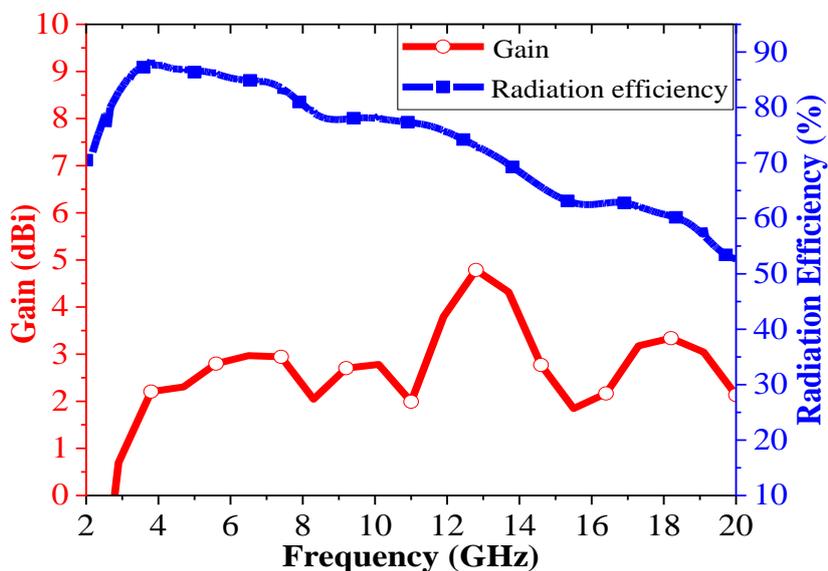


Figure (IV.9) : Le gain et l'efficacité simulés de l'antenne proposée.

c-Validation expérimental

Un prototype de l'antenne conçue est fabriqué à l'aide d'une imprimante laser (LPKF S103). La photographie du prototype fabriqué ayant une taille totale de $0.195\lambda_0 \times 0.1625\lambda_0 \times 0.00975\lambda_0$ à 1.95 GHz est présentée dans la figure (IV.10).

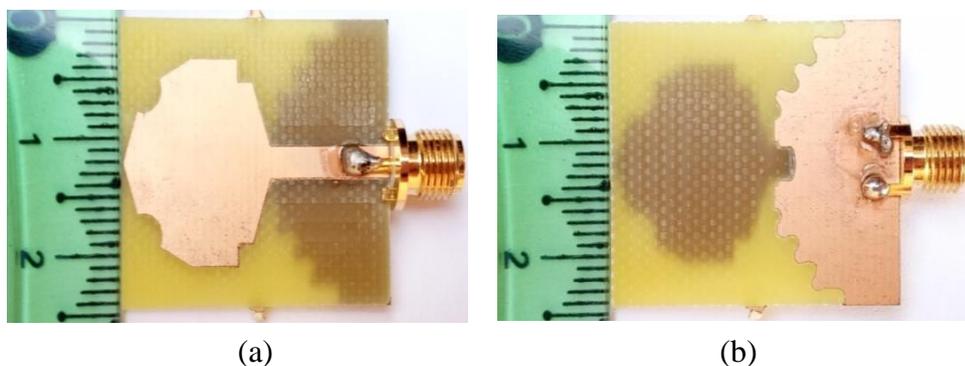


Figure (IV.10) : Prototype fabriqué de l'antenne GPR-1 proposée, (a) vue avant, (b) vue arrière.

La réponse VSWR du prototype fabriqué a été mesurée et expérimentée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel R&S®ZNB. Un bon rapport entre les résultats simulés et mesurés a été obtenu et le fonctionnement en super ULB a été confirmé. La figure (IV.11) indique que le prototype réalisé fonctionne dans une super ULB s'étendant de 1.95 GHz à plus de 20 GHz (>164.46%), ce qui est plus large que la bande de fréquence ULB réservée de 110% (3.1-10.6 GHz). Tandis que, la bande passante de la simulation s'étendant de 1.95 GHz à plus de 20 GHz (>164,46%).

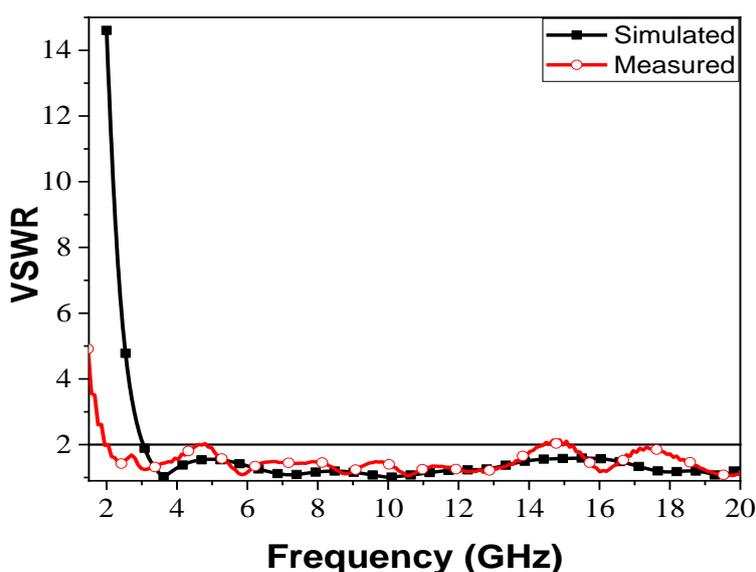


Figure (IV.11) : Le taux d'onde stationnaire (VSWR) mesuré et simulé de l'antenne proposée.

d-Comparaison avec certaines antennes GPR publiées dans littératures

Plusieurs antennes GPR ont été préalablement proposées. Malheureusement, la plupart de ces antennes sont complexes et/ou de taille conséquente. Le tableau (IV.2) présente une analyse comparative entre l'antenne fabriquée et d'autres antennes planaires GPR publiées récemment. Cette analyse montre l'efficacité de l'antenne proposée pour les applications GPR. Elle montre que les caractéristiques et les performances de l'antenne fabriquée sont similaires ou améliorées par rapport à celles de certaines antennes. Par conséquent, l'antenne étudiée durant cette recherche peut être un bon candidat pour des applications GPR.

Réf	Substrat	Taille (mm ³)	La bande passante (GHz)	BPF (%)
[14]	FR4	270×235×1.5	0.18-6.2	188.71
[15]	FR4	650×220×1.6	0.099-0.107	7.77
[16]	FR4	360×300×1	0.25-0.75	1
[17]	FR4	230×270×1.6	0.297-3.25	166.51
Antenne GPR-1	FR4	30×25×1.5	1.95 ->20	>164.64

Tableau (IV.2) : Analyse comparative de l'antenne conçue avec d'autres antennes planaires précédemment publiées pour des applications GPR.

e-Test de pénétration dans le sol (sable sec/humide) pour l'antenne GPR-1

Dans cette section, un essai de pénétration dans le sol est établi afin de tester la propriété de pénétration de l'antenne conçue. Comme le montre la figure (IV.12), l'antenne est placée à proximité d'un banc de sable pour combiner les ondes électromagnétiques dans les sous-surfaces testées. Une distance d'environ 3 mm entre l'antenne et la boîte de test de sable est maintenue pendant le processus de simulation. Les sous-surfaces considérées pour l'essai de pénétration sont : le sable sec (qui a une constante diélectrique relative de 3) et le sable humide (qui a une constante diélectrique relative de 12).

Dans un premier temps, la boîte d'essai établie est remplie seulement d'une seule couche de sable sec de 13 cm d'épaisseur, puis une couche de sable humide est ajoutée sous la couche de sable sec. Ainsi la taille totale du banc d'essai considéré est de 15 × 15 × 14 cm³. L'épaisseur de la boîte d'essai considérée de 14 cm est plus épaisse que celle considérée dans [18]. Comme le montre la figure (IV.13), de bonnes valeurs de VSWR sont obtenues en présence de la boîte d'essai considérée, ce qui indique une bonne capacité de pénétration pour l'antenne conçue.

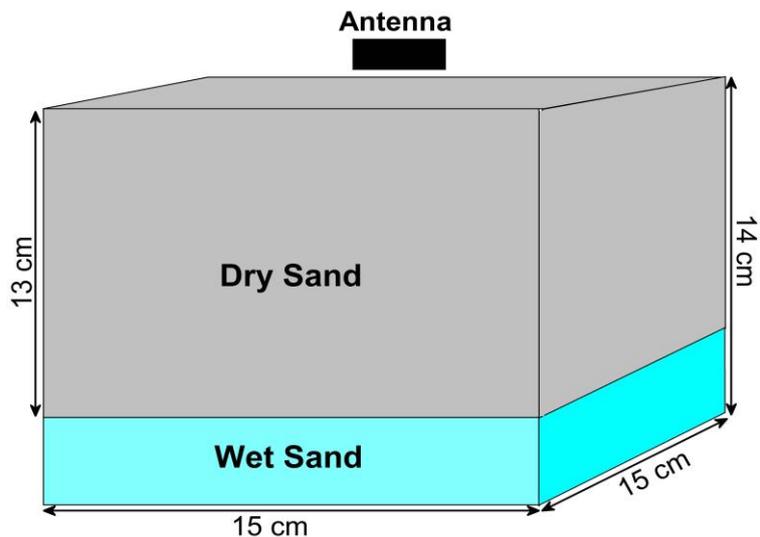


Figure (IV.12) : Diagramme de l'antenne GPR au-dessus de la boîte d'essai considérée.

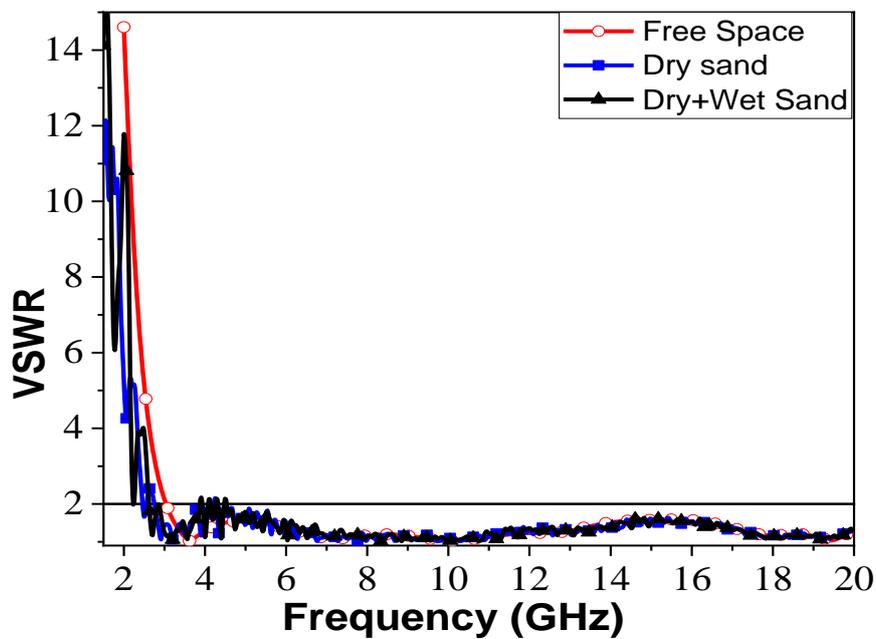


Figure (IV.13) : VSWR à proximité de la boîte d'essai considérée.

IV.2.2 Antenne GPR-2 proposée

a-Configuration de l'antenne

La configuration détaillée et les dimensions de l'antenne conçue sont présentées à la figure (IV.14). L'antenne conçue est constituée d'un patch rayonnant en forme de losange et d'un plan de masse modifié. La progression de la forme de l'antenne au cours des étapes de conception est présentée à la figure (IV.15). Nous avons commencé notre conception par une antenne unipolaire simple (antenne 1) qui est composée d'un patch rayonnant entouré par le plan de masse comme dans [19-20-21]. Le patch, la ligne d'alimentation et le plan de masse sont imprimés sur la même face du substrat. Dans la deuxième étape, une modification a été introduite dans le plan de masse en éliminant le métal de la partie supérieure du plan de masse (antenne 2). Le but de cette découpe était d'affecter le couplage mutuel dans la zone entre le patch et le plan de masse en introduisant un couplage capacitif supplémentaire. De plus, les coupures introduites dans le plan de masse peuvent minimiser le poids de l'antenne et réduire les pertes dans les conducteurs.

Dans la phase finale, une structure ondulée a été appliquée le long du bord du plan de masse sous le patch (antenne 3) pour affecter davantage le couplage capacitif entre le plan de masse et le patch. Par conséquent, la bande passante de travail et l'adaptation sont grandement améliorées après l'introduction de ces modifications dans le plan de masse.

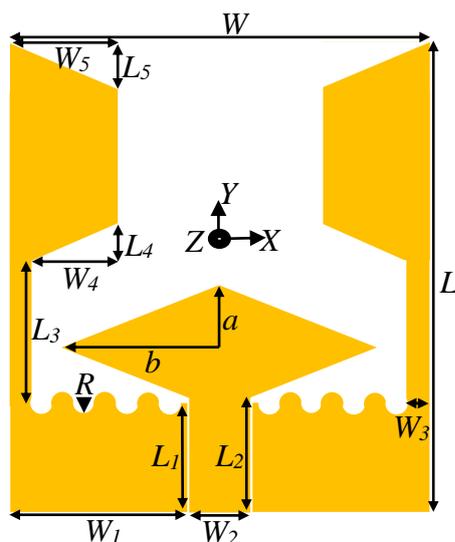


Figure (IV.14) : Configuration détaillée de l'antenne GPR-2 en forme de losange conçue.

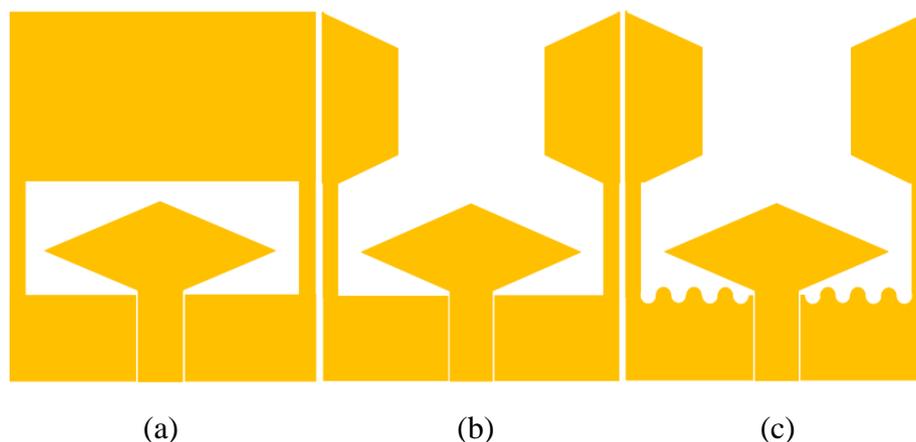


Figure (IV.15) : Développement de la conception des antennes, (a) Antenne 1, (b) Antenne 2, (c) Antenne 3.

La taille globale de l'antenne GPR-2 est seulement de $0,2721\lambda_0 \times 0,2093\lambda_0 \times 0,0157\lambda_0$ à 3,14 GHz. Une largeur de bande de travail élargie est atteinte en introduisant des modifications dans le plan de masse qui ont affecté le couplage inductif et capacitif dans la zone entre le plan de masse et le patch. Une ligne de transmission CPW 50Ω est liée au losange. Les dimensions optimisées de la structure proposée sont les suivantes : $L=26$ mm, $L_1=4.5$ mm, $L_2=4.71$ mm, $L_3=8.5$ mm, $L_4=3.06$ mm, $L_5=3$ mm, $R=0.5$ mm, $a=4$ mm, $W=20$ mm, $W_1=8.5$ mm, $W_2=2.5$ mm, $W_3=1$ mm, $W_4=4.6$ mm, $W_5=5.6$ mm, $b=7$ mm.

b-Résultats de simulation et interprétation

b-1 Coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire

La figure (IV.16) montre qu'une extension de la largeur de bande opérationnelle d'environ 4.636 GHz (45.75%) est obtenue en éliminant le métal de la partie supérieure du plan de masse (antenne 2). En outre, une autre extension d'environ 3.28 GHz (17.91%) est obtenue en utilisant la structure ondulée sur le plan de masse (antenne 3). Les bandes opérationnelles et les largeurs de bande des trois antennes sont indiquées dans le tableau (IV.3).

Les antennes	La bande passante (GHz)	BP (GHz)	Largeur de bande (%)
Antenne 1	3.056-5.82	2.764	62.28
Antenne 2	3.15-10.55	7.4	108.03
Antenne 3	3.14-13.82	10.68	125.94

Tableau (IV.3) : Comparaison de la bande passante des trois antennes.

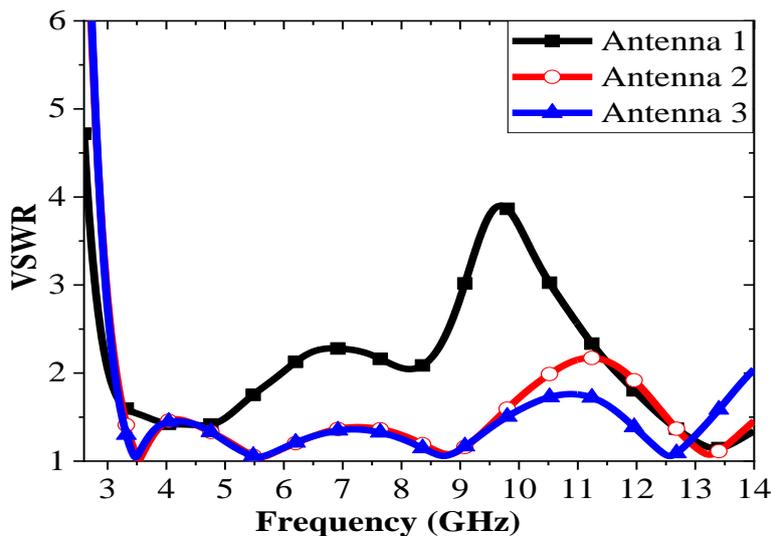


Figure (IV.16) : Comparaisons du taux d'ondes stationnaires de l'antenne GPR-2 conçue avec celles des conceptions primaires.

La figure (IV.17) illustre le taux d'onde stationnaire (VSWR) calculé et le coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne en fonction de la fréquence. Cette figure montre que l'antenne conçue fonctionne dans une large bande passante comprise entre 3.14 GHz et 13.82 GHz.

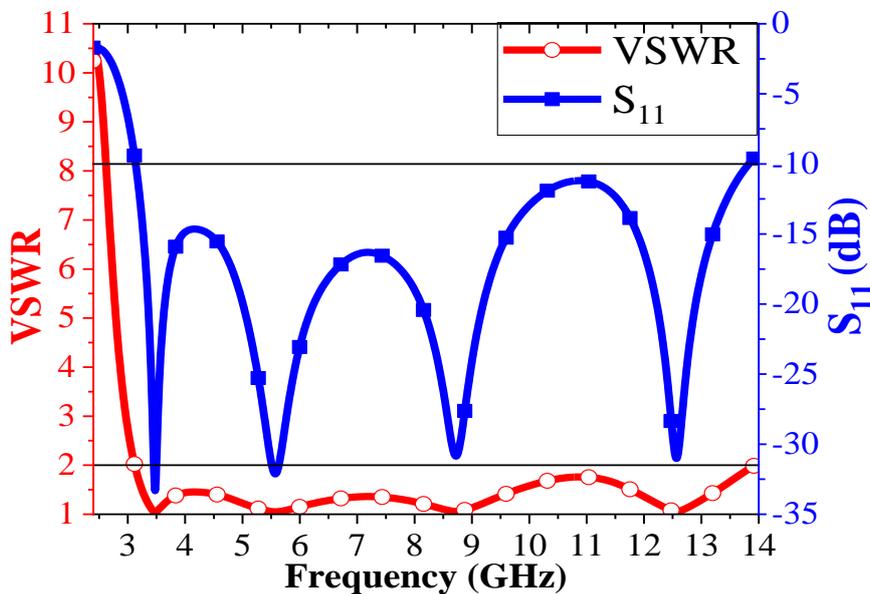


Figure (IV.17) : VSWR et S_{11} simulés de l'antenne GPR-2 proposée.

b-2 L'impédance d'entrée

La figure (IV.18) montre que la partie réelle de la caractéristique d'impédance de l'antenne est presque égale à 50 ohms qui est l'impédance du port de l'antenne. Tandis que, la partie imaginaire oscille presque autour de la ligne zéro qui signifie la bonne adaptation de l'antenne conçue dans toute la bande passante.

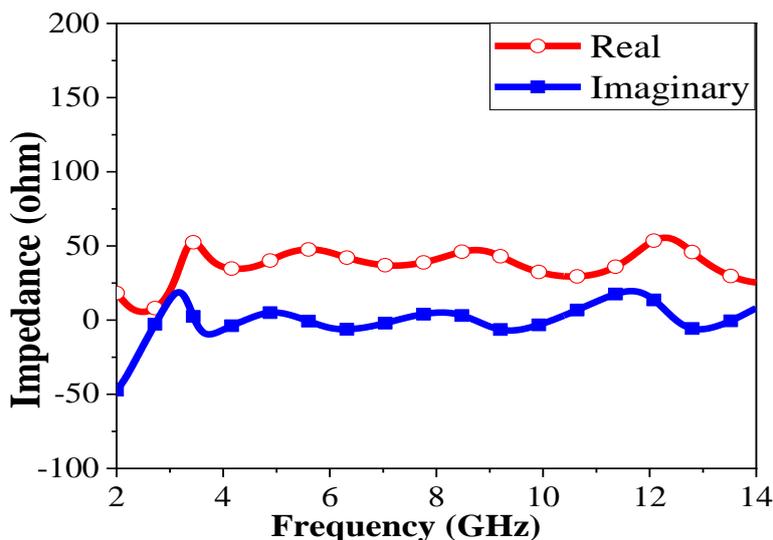


Figure (IV.18) : La partie réelle et imaginaire de l'antenne proposée.

b-3 Diagramme de rayonnement

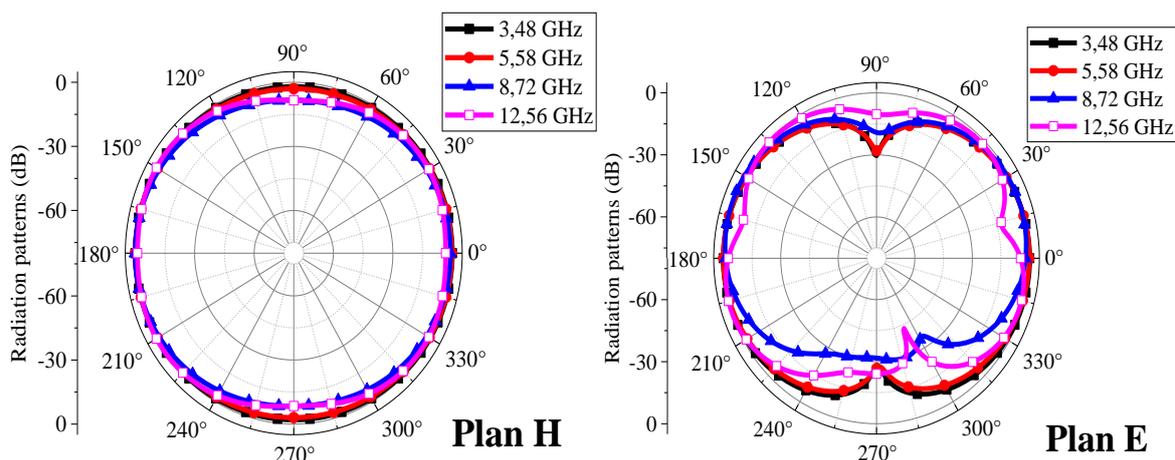


Figure (IV.19) : Diagrammes de rayonnement simulés dans les deux plans E et H pour les fréquences de résonance : 3.48 GHz, 5.58 GHz, 8.72 GHz, et 12.56 GHz.

Les diagrammes de rayonnement en champ lointain maximisés de l'antenne conçue sont simulés à la fois dans le plan H et dans le plan E pour les fréquences de résonance : 3.48 GHz, 5.58 GHz, 8.72 GHz et 12.56 GHz.

La figure (IV.19) montre que l'antenne conçue présente d'excellents diagrammes omnidirectionnels dans le plan H et des diagrammes presque bidirectionnels dans le plan E ; des diagrammes comparables sont présentés dans [22]. En outre, les diagrammes de rayonnement en champ lointain subissent de très faibles déformations de forme à des fréquences plus élevées en raison de l'excitation des modes d'ordre supérieur.

b-4 Le gain et l'efficacité de rayonnement

La figure (IV.20) indique que les valeurs du gain varient entre 1.1 dBi et 6.25 dBi, ce qui est supérieur aux valeurs obtenues dans [23]. De plus, des valeurs d'efficacité de rayonnement supérieures à 80 % sont obtenues dans la bande considérée, ce qui est supérieur à celles obtenues dans [24].

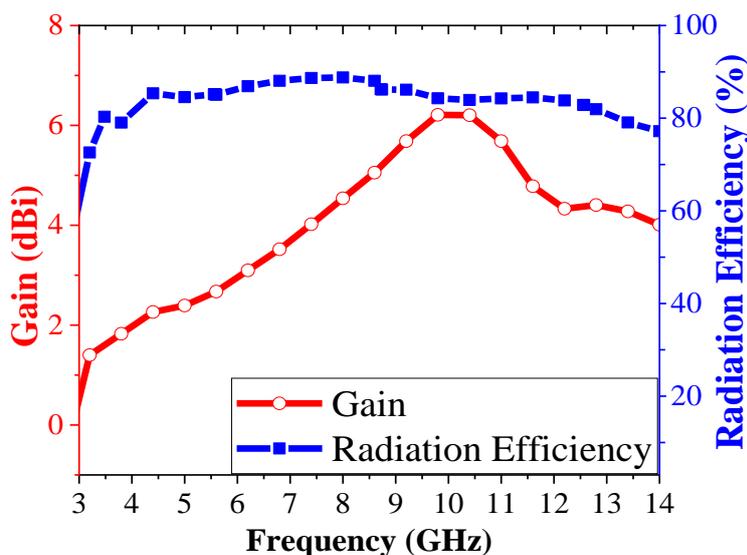


Figure (IV.20) : Courbes de gain et d'efficacité de rayonnement obtenues par l'antenne GPR-2 conçue.

b-5 La phase de la fonction de transfert S_{21} et le temps de groupe

L'évaluation de la dispersion des impulsions en calculant le temps de groupe et la réponse de phase de la fonction de transfert (S_{21}) est cruciale dans la conception des antennes ULB, notamment pour les applications de radar et d'imagerie. Dans les simulations, deux antennes ont été alignées face à face et séparées par une distance de 0.3 m. Le temps de groupe simulé et

la réponse en phase de S_{21} sont présentés sur la figure (IV.21). Une variation stable de la réponse de phase de S_{21} avec une variation du délai de groupe inférieure à 0.5 ns est obtenue dans la gamme de fréquences de travail. Les réponses non variables du délai de groupe et de la réponse de phase de S_{21} indiquent une faible dispersion qui convient aux applications GPR.

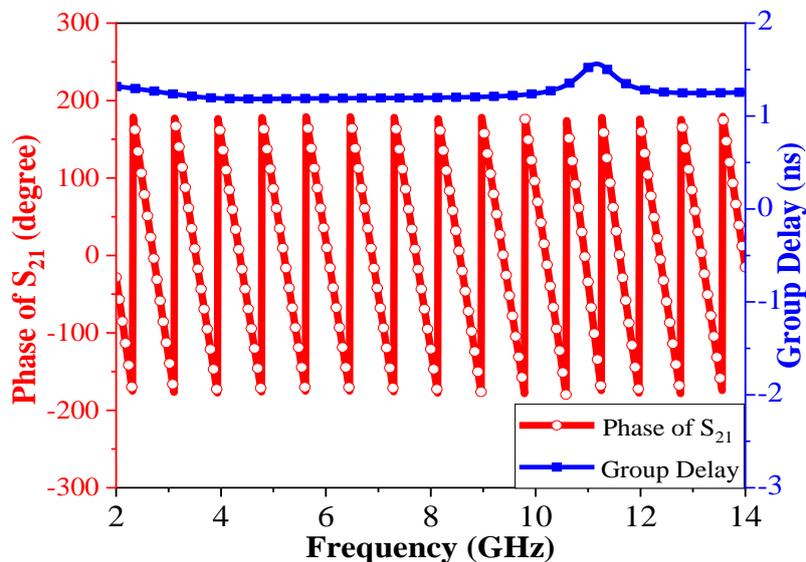


Figure (IV.21) : Simulation du temps de groupe de la phase de la fonction de transfert S_{21} .

c-Validation expérimental

La structure simulée numériquement a été réalisées dans notre Département d'Electronique et Télécommunication et mesurée au niveau du Laboratoire des Télécommunications de l'Université 8 Mai 1945 Guelma. Le prototype fabriqué est présenté dans la figure (IV.22).



Figure (IV.22) : Prototype de l'antenne GPR-2 réalisée.

Une comparaison des taux d'onde stationnaire simulés et mesurés est présentée sur la figure (IV.23), et nous observons un accord satisfaisant entre les résultats mesurés et ceux obtenus à partir des simulations numériques, avec de petites différences peut-être en raison de la perte causée par la soudure du connecteur SMA à la ligne alimentation. De plus, l'environnement de mesure n'est pas pris en compte dans les phases de simulation. Les résultats simulés montrent que l'antenne GPR-2 conçue couvre un ULB s'étendant de 3.14 GHz à 13.82 GHz (125.94%) et indiquent d'excellentes performances de rayonnement sur toute la bande passante de fonctionnement. La bande passante mesurée s'étend presque entre 3.95 GHz et 13.92 GHz (111.58 %).

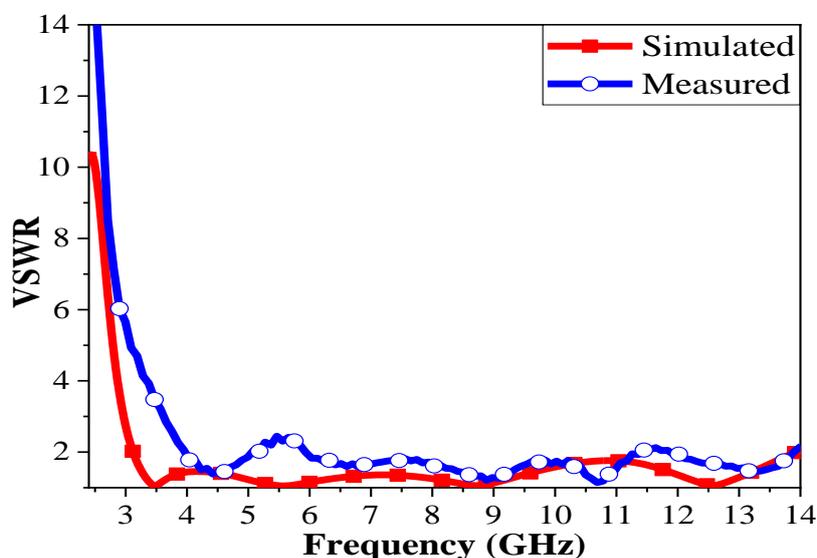


Figure (IV.23) : Comparaison des taux d'onde stationnaire simulé et mesuré de l'antenne réalisée.

d-Comparaison d'antenne GPR-2 proposée avec les antennes déjà publiés

Le tableau (IV.4) présente une comparaison de l'antenne proposée avec certaines antennes GPR déjà publiées. Comme on peut le constater, les caractéristiques et les performances de notre antenne sont meilleures ou comparables à celles de d'autres antennes GPR. Par conséquent, on peut conclure que notre conception peut être très utile pour les applications GPR.

Réf.	Les formes	Structures	La Tailles (mm ³)	BP (GHz)	Complexité/facilité de fabrication
[5]	3D	Horn	410 × 300 × 800	1 – 2	Complexe/coûteux
[4]	Multicouche	Bowtie	240 × 240 × 43.17	0.8 – 1.34	Complexe/coûteux
[9]	Planaire	Monopole	225 × 200 × 1.6	0.1 – 6	Simple/coûteux
[25]	Planaire	Vivaldi	120 × 130 × 10	0.4 – 10	Complexe/coûteux
[8]	Planaire	Bowtie	107.7 × 68 × 0.8	0.98 – 4.5	Simple/coûteux
[26]	Multicouche	Monopole avec réflecteurs	44 × 44 × 34	3 – 20	Complexe/coûteux
[27]	Multicouche	Monopole avec réflecteurs	44 × 44 × 20	3 – 14.64	Complexe/coûteux
[7]	Planaire	Monopole	220 × 180 × 1.6	0.6 – 4	Simple/coûteux
[28]	Planaire	Bowtie	162 × 162 × 39	1 – 4	Complexe/coûteux
[29]	3D	Horn	178 × 140 × 251	0.83–12.8	Complexe/coûteux
[30]	3D	Horn	89.2 × 49.2 × 78.2	1.4–11	Complexe/coûteux
[31]	Planaire	Vivaldi	450 × 600 × 1.5	0.3 – 2	Simple/coûteux
Antenne GPR-2	Planaire	Monopole	26 × 20 × 1.5	3.14 – 13.82	Simple/faible coût

Tableau (IV.4) : Comparaison des paramètres de l'antenne GPR-2 proposée avec ceux de quelques autres antennes GPR citées précédemment.

e-Test de pénétration dans le sol (béton) pour l'antenne GPR-2

Une masse solide de béton est placée en contact avec l'antenne GPR-2 pour vérifier la capacité de pénétration de l'antenne. Une masse solide de béton d'une taille moyenne d'environ 160×110×69 mm³ a été fabriquée. Il a été préparé en mélangeant de l'eau avec la même fraction de : Ciment Portland gris en poudre, sable de construction blanc, sable de construction jaune,

et gravier concassé. La mesure de la bande passante ($VSWR < 2$) de l'antenne en condition de contact avec la masse de béton est un outil puissant pour s'assurer que l'antenne fonctionne selon ses spécifications et pour vérifier l'utilité de l'antenne pour les applications GPR.

Comme le montre la figure (IV.24), l'antenne GPR-2 fabriquée a été mesurée en maintenant en contact direct avec la face supérieure de la masse fabriquée pour y injecter l'énergie électromagnétique. Ainsi, l'antenne et la masse de béton sont considérées comme un seul dispositif. Comme le montre la figure (IV.25), une performance d'adaptation acceptable est obtenue dans la bande passante considérée pour l'antenne GPR-2 avec la masse de béton fabriquée, ce qui indique que presque toute la puissance fournie à l'antenne est transmise, ce qui signifie une bonne capacité de pénétration. Selon [32], la fréquence inférieure d'une antenne monopole imprimée est inversement proportionnelle à ses dimensions. Pour ces raisons, une petite différence est observée du côté basse fréquence (les dimensions de l'antenne avec béton sont supérieures aux dimensions de l'antenne seule). Malgré le petit décalage pour VSWR du côté basse fréquence, le niveau $VSWR=2$ pour les basses fréquences est presque le même pour l'antenne seule et avec le béton.



Figure (IV.24) : Configuration du test GPR.

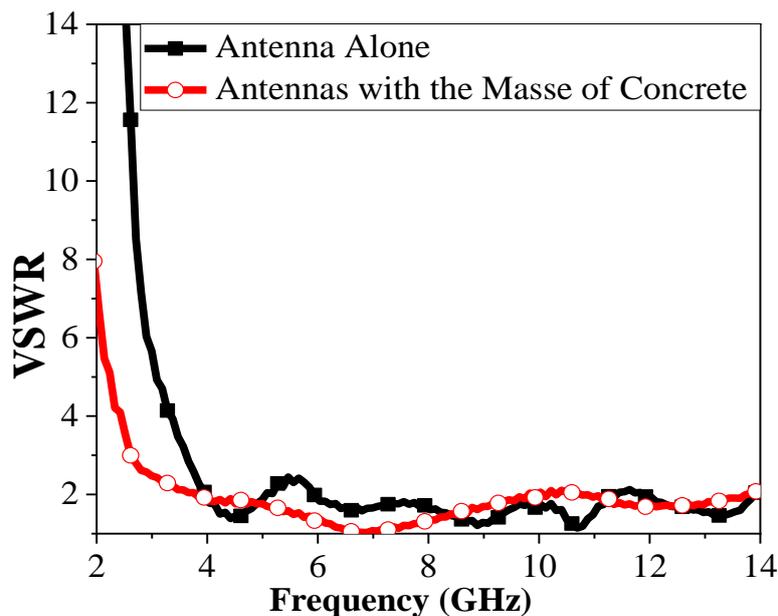


Figure (IV.25) : Mesures VSWR de l'antenne seule et avec la masse de béton.

IV.3 Conclusion

Dans un premier temps, une nouvelle antenne unipolaire super ULB imprimée compacte pour une application GPR est développée et fabriquée. La largeur de bande opérationnelle et l'adaptation d'impédance sont améliorées après l'introduction du patch elliptique à rainures et du plan de masse semi-elliptique. La bande passante mesurée s'étend de 1.95 GHz à plus de 20 GHz (>164.46%), couvrant ainsi largement la bande de fréquence ULB. La capacité de pénétration de l'antenne GPR-1 conçue est vérifiée dans un banc à sable sec/humide pour vérifier sa capacité à fonctionner comme une antenne GPR. Des résultats satisfaisants sont obtenus, consolidant sa candidature pour une application GPR, telle que : l'inspection et l'examen des sous-surfaces et des matériaux pour la détection et l'identification des objets enterrés

Dans un second temps, nous avons proposé une antenne ULB en forme de losange imprimée compacte, facile à concevoir, à profil bas et peu coûteuse, pour les applications GPR. La bande passante de fonctionnement a été étendue en introduisant des modifications dans le plan de masse entourant l'élément rayonnant. La bande passante calculée passe de 3.14 GHz à 13.82 GHz (125.94 %) et la bande passante mesurée s'étend presque de 3.95 GHz à 13.92 GHz (111.58 %). Le fonctionnement de l'antenne GPR-2 fabriquée est vérifié à travers une masse solide de béton pour vérifier sa compétence à travailler comme une antenne GPR. Les résultats appropriés sont persuadés qui confirment l'utilité de l'antenne pour les applications GPR.

Références bibliographiques du chapitre IV

- [1] D. Seyfried, R. Jansen, and J. Schoebel, "Shielded loaded bowtie antenna incorporating the presence of paving structure for improved GPR pipe detection", *Journal of Applied Geophysics*, 111, pp.289–298, 2014.
- [2] S. Liu, Q. Wang, and R. Gao, "A topology optimization method for design of small GPR antennas", *Structural Multidisciplinary Optimization*, 50(6), pp.1165–1174, 2014.
- [3] M. S. Hendevari, A. Pourzaid, and S. Nikmehr, "A novel ultra-wideband monopole antenna for ground penetrating radar application", *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(9), pp.2252–2256, 2018.
- [4] M. Elsaid, K. R. Mahmoud, M. Hussein, M.F.O. Hameed, A. Yahia, and S.S.A. Obayya, "Ultra-wideband circularly polarized crossed-dual-arm bowtie dipole antenna backed by an artificial magnetic conductor", *Microwave and Optical Technology Letters*, 61(12), pp.2801–2810, 2019.
- [5] A. H. Abdelgwad, and T. M. Said, "L-horn antenna radiation enhancement for GPR by loading wire a wire medium", *Microwave and Optical Technology Letters*, 59(10), pp.2558–2563, 2017.
- [6] D. A. Elsheakh, and E. A. Abdeallh, "Compact ultra-wideband Vivaldi antenna for ground-penetrating radar detection application ", *Microwave and Optical Technology Letters*, 61(5), pp.1268–1277, 2019.
- [7] A. Raza, W. Lin, Y. Chen, Z. Yanting, H. T. Chattha, and A. B. Sharif, "Wideband tapered slot antenna for application in ground penetrating radar", *Microwave and Optical Technology Letters*, 62(7), pp. 2562–2568, 2020.
- [8] M. Joula, V. Rafiei, and S. Karamzadeh, "High gain UWB antenna bow-tie antenna design for ground penetrating radar application", *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(10), pp.2425–2429, 2018.
- [9] A. Raza, W. Lin, Y. Lieu, A. B. Sharif, Y. Chen, C. Ma, "A magnetic-loop based monopole antenna for GPR application", *Microwave and Optical Technology Letters*, 61(4), pp.1052–1057, 2019.
- [10] A. Chaabane, and A. Babouri, "Dual band notched UWB MIMO antenna for surface penetrating application", *Advanced Electromagnetics*, 8(3), pp.6–15, 2019.
- [11] S. C. Puri, S. Das, and M. Tiary, "UWB monopole antenna with dual-band-notched characteristics", *Microwave and Optical Technology Letters*, 62(3), pp.1222–1229, 2020.
- [12] A. Chaabane, O. Mahri, D. Aissaoui, N. Gueboug, "Multiband stepped antenna for wireless communication applications", *Informacije MIDEM*, 50 (4), pp. 275–284, 2020.
- [13] D. Aissaoui, A. Chaabane, A. Boualleg, and M. Guerroui, "Coplanar waveguide-fed UWB slotted antenna with notched-band performance", *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 65(1), 2021.
- [14] M. M. Mohanna, E. A. Abdallah, H. M. Elhannawy, and M.M. Kamel, "A novel high directive willis-sinha tapered slot antenna for GPR application in detecting landmine", *Progress In Electromagnetics Research C*, 80, pp.181–198, 2018.

- [15] M. O. F. Howlader, and T.P. Satter, "Miniaturization of dipole antenna for low frequency ground penetrating radar", *Progress In Electromagnetics Research C*, 61, pp.161–171, 2016.
- [16] X. Li, J. Shao, and Y. Zhang, "Research on resistor-loaded half-ellipse antenna System for GPR application", *International Journal of Antenna and propagation*, 2016, pp.1–6 , 2016.
- [17] N. Dokjok, W. Thaiwirot, and A. Boonpoonga, "A compact strip-loaded slot antenna with feeding strip and blended stub for GPR applications", In: 2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Phuket, Thailand, 2017, pp. 481–484.
- [18] S. Kundu, and S. K. Jana, "A compact umbrella shaped UWB antenna for ground-coupling GPR application", *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(1), pp.146-151, 2018.
- [19] A. Sharma, P. Khanna, and A. Kumar, "A CPW-fed structure shaped substrate wideband microstrip antenna for wireless applications," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 16, No. 2, pp.419-433, 2017.
- [20] M. D'Amico and F. M. Fasole, "Multi-trap CPW-fed wide slot antenna for UWB applications," in *Proc. 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, Czech Republic, pp. 1860-1864, 2011.
- [21] M. E. C. Gómez, H. F. Álvarez, B. P. Valcarce, C. G. González, J. Olenick, and F. L-H. Andrés, "Zirconia-based ultra-thin compact flexible CPW-fed slot antenna for IoT," *Sensors*, Vol. 19, No. 14, pp.1-15, 2019.
- [22] D. Aissaoui, A. Chaabane, and A. Bouacha, "Compact super uwb elliptical antenna with corrugations for wireless communication systems," in *Proc. 1st International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology (IRASET)*, Meknes, Morocco, pp.1–4, 2020.
- [23] M. M. Hosain, S. Kumari, and A. K. Tiwary, "Sunflower shaped fractal filtenna for WLAN and ARN application," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 62, No. 1, pp. 346–354, 2020.
- [24] T. Saeidi, I. Ismail, W. P. Wen, and A. R. H. Alhawari, "Ultra-wideband elliptical patch antenna for microwave imaging of wood," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol.11, No. 9, pp. 948–966, 2019.
- [25] D. N. Elsheakh and E. A. Abdallah, "Compact ultra- wideband Vivaldi antenna for ground-penetrating radar detection applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 61, No. 5, pp. 1268–1277, 2019.
- [26] S. Kundu, "Experimental study of CPW-fed printed UWB antenna with radiation improvement for ground coupling GPR application," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 60, No. 10, pp. 2462–2467, 2018.

[27] S. Kundu, A. Chatterjee, S. K. Jana, and S. K Parui, "Gain enhancement of a printed leaf shaped UWB antenna using dual FSS layers and experimental study for ground coupling GPR applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 60, No. 6, pp. 1417–1423, 2018.

[28] S. Liu, M. Li, H. Li, L. Yang, and X. Shi, "Cavity-backed bow-tie antenna with dielectric loading for ground-penetrating radar application," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 14, No. 2, pp. 153–157, 2020.

[29] J. Shao, G. Fang, J. Fan, Y. Ji, and H Yin, "TEM horn antenna loaded with absorbing material for GPR applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 13, pp. 523–527, 2014.

[30] D. Oloumi, P. Mousavi, M. I. Pettersson, and D. G. Elliott, "A modified TEM horn antenna customized for oil well monitoring applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.61, No.12, pp. 5902–5909.

[31] J. Guo , J. Tong, Q. Zhao, J. Jiao, J. Huo, and C. Ma, "An ultrawide band antipodal Vivaldi antenna for airborne GPR application," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, Vol.16, No.10, pp.1560–1564, 2019

[32] K. P. Ray, "Design aspects of printed monopole antennas for ultra-wide band applications," *International Journal of Antennas and Propagation*, Article ID 713858, pp.1–9, 2008.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le radar géologique (ou Ground Penetrating Radar) est une technique avantageuse qui exploite les ondes électromagnétiques pour de nombreuses applications telles que la pénétration des surfaces pour la détection d'objets cachés en dessous. De nos jours, la variété des applications GPR nécessite divers systèmes GPR avec diverses antennes GPR. Le GPR est considéré comme l'une des applications de la technologie ULB par l'emploi d'antennes ULB dans les systèmes GPR pour l'inspection des sous-surfaces où différentes profondeurs de pénétration sont nécessaires.

Les antennes ULB sont des éléments clés pour le fonctionnement à haute vitesse des systèmes GPR couplés à l'air. Cette thèse étudie et développe un certain nombre d'antennes planaires qui ont été fabriquées avec la technologie des circuits imprimés (PCB) à faible coût. Elle présente également une brève méthodologie pour le processus de conception afin d'encadrer le contexte et les caractéristiques en termes des cahiers charges proposée dans cette recherche : large bande de fonctionnement, impédance d'entrée 50 ohms, gain et efficacité de rayonnement stable, polarisation circulaire ou linéaire, diagramme de rayonnement omnidirectionnel, dimensions réduites.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les caractéristiques principales des antennes de façon générale. Ensuite, on a arboré une étude générale sur la technologie des antennes imprimées ainsi que leurs différentes formes et leurs techniques d'alimentation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons décrit la technologie ULB et leurs principales caractéristique et applications. Ensuite, nous avons détaillés l'application GPR en terme : principe de fonctionnement et les différentes applications, ainsi que les différents type antennes ULB utilisée dans le systèmes GPR.

Dans le troisième chapitre, nous avons conçues trois antennes planaire opérant sur la bande [3.1-10.6 GHz] proposées pour les applications GPR. Le premier prototype est une antenne elliptique ULB avec des polarisations circulaires à large bande a été proposée pour les applications GPR. Un prototype de la structure conçue a été fabriqué et mesuré. Les résultats mesurés indiquent que le prototype fabriqué fonctionne entre 3,73 GHz et 10,6 GHz (95,88 %). La polarisation circulaire de l'antenne a été obtenue en attachant une bande inclinée au plan de masse minimisé ; un rapport axial large bande s'étendant de 5,89 GHz à 10,3 GHz (54,78%) est obtenu. En outre, les résultats de la simulation indiquent que l'antenne conçue génère des

polarisations circulaires sur une large bande. De plus, des valeurs élevées d'efficacité de rayonnement de plus de 80% et des valeurs acceptables de gain variant entre 1 et 5 dBi sont obtenues dans la largeur de bande de travail. Par conséquent, ces résultats satisfaisants soutiennent la candidature de l'antenne proposée pour les applications GPR. Le deuxième prototype est une antenne ULB monopole en forme de U modifié et alimenté par un linge coplanaire a été proposée pour les applications GPR. Un prototype de la structure conçue est fabriqué et mesuré. Les résultats de simulation indiquent que l'antenne couvre une large bande passante fractionnelle utilisable supérieure à 113,16 % (3,05- >11) GHz. En outre, les résultats mesurés indiquent que le prototype fabriqué fonctionne entre 4,02 GHz et 10,7 GHz (90,76%). En effet, les résultats de la simulation indiquent que l'antenne conçue génère un rayonnement omnidirectionnel. Une efficacité de rayonnement et un gain acceptables sont obtenus. L'efficacité de rayonnement est supérieure à 70 % et le gain varie entre 0,55 et 3,54 dBi dans la bande passante de fonctionnement. Le troisième prototype est une antenne ULB compacte imprimée à multiples anneaux a été proposée pour les applications GPR. La bande passante de fonctionnement a été étendue et l'adaptation d'impédance a été améliorée en coupant le métal du plan de masse réduit et en joignant trois anneaux couplés à l'anneau rayonnant principal. Les résultats de la simulation indiquent que l'antenne conçue fonctionne entre 2,82 GHz à plus de 20 GHz (150,57 %). En outre, l'antenne présente de bons diagrammes de rayonnement et des valeurs acceptables de gain et d'efficacité de rayonnement. Les résultats expérimentaux ont révélé que le prototype fabriqué avec les dimensions de $\lambda_0 \times 1.17\lambda_0 \times 0.05\lambda_0$ à 10 GHz a une largeur de bande d'impédance allant de 3.9 GHz à plus de 20 GHz (>134.73%). Ainsi, les résultats obtenus assurent l'utilité de l'antenne proposée pour les systèmes GPR.

En dernier chapitre, deux nouvelles architecture d'antennes ULB ont été fabriquée et tester pour une application GPR. La première antenne GPR-1, est conçue pour travailler dans la bande (1.95->20 GHz). Les résultats de la simulation montrent que l'antenne conçue fonctionne entre 3.07 GHz à plus de 20 GHz (146.83%) avec un stable gain qui variée entre 1.85 et 5 dBi et a un bon rayonnement : omnidirectionnel dans le plan H et bidirectionnelle dans le plan E. Le test de pénétrabilité a traves le sable sec/humide prouve que le modèle de l'antenne réalisé peut être un bon candidat pour une application GPR. Par ailleurs, Une nouvelle antenne ULB à alimentation coplanaire en forme de losange pour les applications GPR est conçue et discutée dans ce travail. L'antenne a un simple design qui est composé par un patch en forme de losange et un plan sol modifié. La bande de fonctionnement est améliorée en enlevant le métal de la partie supérieure du plan de masse entourant le patch et en introduisant une

géométrie ondulée dans le plan de masse. L'antenne GPR-2 proposée a été conçue sur un substrat FR4 à faible coût ayant une taille compacte de $0,2721\lambda_0 \times 0,2093\lambda_0 \times 0,0157\lambda_0$ à 3,14 GHz. Toutes les simulations ont été réalisées en utilisant le logiciel commercial CST Microwave StudioTM. Les résultats simulés montrent que l'antenne conçue couvre une ultra large bande s'étendant de 3,14 GHz à 13,82 GHz (125,94%) et indiquent d'excellentes performances de rayonnement sur toute la bande passante de fonctionnement. La bande passante mesurée s'étend presque entre 3,95 GHz et 13,92 GHz (111,58 %). En outre, la réponse de bande passante de l'antenne GPR-2 a été vérifiée à proximité d'une masse de béton. Les résultats obtenus sont satisfaisants et assurent l'efficacité de l'antenne conçue pour fonctionner comme une antenne GPR.

Dans l'extension de ces travaux de thèse, quelques perspectives peuvent être envisagées :

- On propose des conceptions des antennes ULB planaires à polarisations circulaires pour la configuration bistatique de radar GPR dans le but de réduire les pertes d'information dans le signal réfléchi en raison du décalage de polarisation qui limite l'erreur de détection.
- Les antennes ULB planaires ayant un rayonnement omnidirectionnel, on propose d'utiliser des structures périodiques (surface sélective en fréquence (FSS), surfaces partiellement réfléchissantes (PRS)) pour le but d'augmenter le rayonnement et le gain. Ceci permettra d'améliorer les performances de radar GPR en terme de résolution et pénétration.

Production Scientifique

Articles Publiés dans des Revues Internationales

1. D. Aissaoui, A. Chaabane, A. Boualleg, and **M. Guerroui**, “Coplanar Waveguide-fed UWB Slotted Antenna with Notched-band Performance,” *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 65, no. 1, pp. 69–73, Jan. 2021.
2. A. Chaabane and **M. Guerroui** “Printed UWB rhombus shaped antenna for GPR applications,” *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 17(4), 2041, 2021.
3. **M. Guerroui**, A. Chaabane, and A. Boualleg, “Super UWB Grooved and Corrugated Antenna for GPR Application,” *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 66, no. 1, pp. 31–37, Jan. 2022.
4. A. Chaabane and **M. Guerroui** “Circularly polarized ultra wideband antenna with question mark-shaped patch for ground penetrating radar applications,” *Journal of Applied Research and Technology*, Vol. 20, No. 3, June 2022.
5. A. Chaabane and **M. Guerroui**, D. Aissaoui, “Circularly polarized Quasi-Rectangular Patch UWB Antenna for GPR Applications,” *Serbian Journal of Electrical Engineering*, Vol. 19, No. 3, Nov. 2022.

Articles Présentés dans des Conférences Internationales

1. **M. Guerroui**, A. Chaabane, and A. Boualleg, “Elliptical Shaped UWB Antenna with Broadband Circularly Polarized Antenna for GPR Applications, International Conference on Recent advances in Communication Technology, Computing and Engineering (ICTACTCE), Morocco, 23-24 Mars 2021
2. **M. Guerroui**, A. Chaabane, and A. Boualleg, “A CPW-Fed Amended U-Shaped Monopole UWB Antenna For Surfaces Penetrating Applications,” 2021 3rd International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (HORA), Jun. 2021.

Articles Présentés dans des Conférences Nationales

1. A. Chaabane, **M. Guerroui**, “A Novel Multi-Ring Ultra-Wideband Antenna for Wireless Communication Systems,” *Conference national sur les Telecommunications et ses Applications (CNTA)*. 20 et 21 décembre, Ain-témouchent, Algeria .2021