

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLICUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID -TLEMCEM -

جامعة أمعابى بكر بلقايد - تلمسان -

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATIONS



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du
diplôme de MASTER en
:Télécommunication

Spécialité : Réseau et Télécommunication

Par :HADEF Abderrahmane

THEME

Etude et conception d'une antenne patch pour des applications GPR

Soutenue publiquement, le 28/09/2022, devant le jury composé de:

Mr. BAHRI Sidi Mohammed	MCB	Univ. Tlemcen	President
Mr. KHELLADI Mounir	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur
Mr. BOUACHA Abdelhafid	Prof.	Univ. Tlemcen	Directeur de memoire

Remerciements

Tout d'abord, nous tenons à remercier Allah, de nous avoir donnés la santé, le courage, la volonté de réaliser ce travail.

*C'est avec un grand honneur que nous remercions notre cher enseignant et promoteur, **Mr BOUACHA ABDELHAFID**, Pour nous avoir accepté de nous encadrés et pour nous avoir dirigés tout au long de la réalisation de ce travail, pour ses précieux conseils, sa patience et ses encouragement .*

Un très grand merci à nos très chers parents, pour le soutien et le courage

Merci aux membres du jury de nous avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents qui ont toujours été à mes côtés pour me soutenir et m'aider à faire des choix importants, et veillés à est ce que je ne manque de rien depuis ma tendre enfance, ils ont tout mis à ma disposition pour pouvoir étudier dans les meilleurs conditions possible, que Dieu les bénissent et que leurs vie soit longue.

A mes chers frères, mes grands-parents que j'aime beaucoup.

Résumé

Dans ce travail de mémoire nous avons conçu, simulé et discuté une nouvelle géométrie d'antenne de forme rectangulaire pour des applications GPR (Radar de pénétration de sol). La structure de l'antenne consiste d'un élément rayonnant de forme rectangulaire tronqué. Afin d'améliorer la bande passante de l'antenne, nous avons utilisé un plan de masse modifié.

Toutes les simulations ont été réalisées en utilisant le logiciel de simulation CST Studio TM. Les résultats simulés montrent que l'antenne conçue couvre une ULB s'étendant de 2.93 GHz à 12.79 GHz (125,44%) et indiquent d'excellentes performances de rayonnement tout au long de la largeur de bande de fonctionnement. Les résultats obtenus sont satisfaisants et assurent l'efficacité de l'antenne conçue pour fonctionner comme antenne GPR.

Mots clés : *Antenne rectangulaire, Antenne ultra large bande (ULB), Radar à pénétration de sol (GPR), Alimentation tronquée, CST.*

Abstract

In this thesis we designed, simulated and discussed a new rectangular shaped antenna geometry for GPR (Ground Penetration Radar) applications. The antenna structure consists of a radiating element of truncated rectangular shape. In order to improve the bandwidth of the antenna, we used a modified ground plane by introducing a stair geometry on this ground plane.

All simulations were performed using CST Studio TM simulation software. The simulated results show that the designed antenna covers a UWB ranging from 2.93 GHz to 12.79 GHz (125.44%) and indicate excellent radiation performance throughout the operating bandwidth. The results obtained are satisfactory and ensure the efficiency of the antenna designed to function as a GPR antenna.

Keywords: Rectangular antenna, Ultra-wideband antenna (ULB), Ground penetrating radar(GPR), Power supply, CST.

الملخص

في هذا العمل قمنا بتصميم ومحاكاة ومناقشة هندسة هوائي جديدة ذات شكل مستطيل للتطبيقات GPR (رادار الاختراق الأرضي). يتكون هيكل الهوائي من عنصر مشع مستطيل الشكل مبتور. من أجل تحسين عرض النطاق الترددي للهوائي ، استخدمنا مستوى أرضي معدل .

تم إجراء جميع عمليات المحاكاة باستخدام برامج المحاكاة CST Studio TM تظهر النتائج المحاكاة أن الهوائي المصمم يغطي UWB نطاقاً من 2.93 جيجاهرتز إلى 12.79 جيجاهرتز (125.44%) ويشير إلى أداء إشعاع ممتاز عبر عرض النطاق الترددي التشغيلي. النتائج التي تم الحصول عليها مرضية وتضمن فعالية الهوائي المصمم ليعمل كهوائي GPR .

الكلمات المفتاحية: هوائي مستطيل ، هوائي واسع النطاق (UWB) ، رادار اختراق أرضي (GPR) ، تغذية مقطوعة ، CST .

Table de matière

Remerciements.....	iii
Table de matières	iv
Liste des figures	v
Introduction Générale	1
Chapitre I : Radar GPR	
I.1. Introduction.....	2
I.2. Historique des GPR.....	2
I.3. Définition du GPR.....	3
I.4. Principe de fonctionnement	4
I.5. Différents types de radar GPR	5
I.5.1. Radar impulsif.....	5
I.5.2. Radar à modulation de fréquence (FMCW)	6
I.5.3. Radars à sauts de fréquence.....	7
I.6. Applications du radar GPR	8
I.7. Conclusion	9
Chapitre II : Antennes et technologie Ultra Large Bande	
II.1. Introduction	10
II.2. Définition d'une antenne	10
II.3. Caractéristiques principales des antennes	10
II.3.1. Impédance d'entrée.....	11
II.3.2. Coefficient de réflexion	11
II.3.3. Bande passante	11
II.3.4. Directivité.....	12
II.3.5. Gain.....	13
II.3.6. Diagramme de rayonnement	13
II.3.7. Angle d'ouverture à -3 dB.....	14
II.4. Généralités sur la technologie Ultra Large Bande.....	15
II.4.1. Histoire et définition	15
II.4.2. Caractéristiques de la technologie ULB.....	16
II.4.3. Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande.....	17
II.5. Les antennes Ultra Large Bande.....	18
II.5.1. Critères classiques de performances	18

Table de matière

II.5.2. Techniques d'élargissement de la bande passante	19
II.6. Antennes indépendantes de la fréquence	20
II.6.1. Antennes spirales	20
II.6.2. Antenne log-périodique.....	22
II.6.3. Antennes élémentaires	23
II.7. Récapitulatif des caractéristiques des antennes.....	25
II.8. Conclusion.....	27
Chapitre III : Conception et Simulation	
III.1Introduction.....	28
III.2Logiciel de simulation CST Studio Suite.....	28
III.2.1 Description générale de l'interface CST	29
III.3Géométrie de l'antenne élémentaire	29
III.4Etapes de conception de l'antenne.....	30
III.5Résultats et discussions	32
III.6CONCLUSION	38
Conclusion Générale.....	39
Référence bibliographique	40

Liste des figures

Chapitre I : Antennes Ultra Large Bande

Figure I.1 : Principales éléments composant le GPR	4
Figure I.2: Schéma de principe d'un GPR.....	5
Figure I.3 : Signal émis par un radar impulsif.....	6
Figure I.4 : Principe de la modulation de fréquence FMCW.....	7
Figure I.5: Principe d'un radar à saut de fréquence	8

Chapitre II : Antennes Ultra Large Bande

Figure II. 1 : Principe de transmission par onde électromagnétique	10
Figure II.2 : Exemple d'un coefficient de réflexion et bande passante d'une antenne	12
Figure II.3 : Différents types de diagrammes de rayonnement en deux dimensions (a) isotrope ; (b) omnidirectionnelle ; (c) directionnel.....	14
Figure II.4 : Diagramme de rayonnement montrant l'angle d'ouverture à -3 dB	14
Figure II.5: Différentes applications de l'Ultra Large Bande.....	17
Figure II. 6 : Antennes spirales coniques. (a) configuration ; (b) vue de côté et de dessus ; (c) exemple de réalisation	21
Figure II. 7 : L'antenne spirale d'Archimède.....	22
Figure II. 8 : Structure d'antenne log-périodique.....	23
Figure II. 9: Antenne biconique infinie.	24
Figure II.10 : Exemple de réalisation d'une antenne discône.....	24
Figure II.11 : Exemple de réalisation d'une antenne papillon.....	25

Chapitre III : Conception et Simulation

Figure III.1 : Interface graphique du logiciel CST studio.....	29
Figure III. 2 : Illustration de la géométrie de l'antenne élémentaire.....	30
Figure III.3 : Conception d'une structure sous CST.....	31
Figure III.4 : Géométrie de l'antenne ULB sous CST : (a) Vue de face, (b) Vue arrière.	32
Figure III.5 : Géométrie de l'antenne ULB sous CST : (a) Vue de face, (b) Vue arrière.	33
Figure III.6 : Géométrie finale de l'antenne ULB.....	33
Figure III.7 : Coefficient de réflexion (en dB) de l'antenne ULB.....	35
Figure III.8 : Rapport d'Ondes Stationnaires de l'antenne ULB.	35
Figure III.9 : Diagramme de rayonnement dans les deux plans E et H de l'antenne ULB pour différentes valeurs de la fréquence.	36
Figure III.10 :Gain de l'antenne	38

Liste des figures et tableaux

Liste des tableaux

Chapitre II : Antennes Ultra Large Bande

Tableau II.1 Récapitulatif des caractéristiques des antennes ULB.....26

Chapitre III : Conception et Simulation

Tableau III.2 : Paramètres de l'antenne élémentaire.....32

Tableau III.3 : Paramètres optimisés de l'antenne ULB.....34

Introduction Générale

L'antenne est un appareil utilisé pour générer, transmettre et recevoir des ondes électromagnétiques. Généralement, il est conçu pour rayonner ou capter de l'énergie des ondes électromagnétiques se propageant dans l'espace libre. Le radar à pénétration de sol, ou Ground Penetrating Radar (GPR) est un outil de prospection géophysique conçu pour sonder le sous-sol en utilisant des impulsions électromagnétiques EM dans des longueurs d'ondes d'ordres métrique à décimétrique, soit la gamme de fréquences (100 MHz à 15 GHz) pour pénétrer dans le sol. Aux limites, des images haute résolution du sous-sol sont produites, qui peuvent être utilisées pour explorer les objets enfouis sous le sol via la réflexion d'ondes EM émettrices.

Dans ce contexte, plusieurs conceptions d'antennes GPR à ultra-large bande (UWB) ont déjà été introduites. L'objectif de notre mémoire de master est l'étude et la conception d'une antenne à ultra-large bande (UWB) ayant la forme rectangulaire pour les applications GPR. La méthodologie suivie pour réaliser ce travail de mémoire se résume dans les étapes suivantes :

Dans le premier chapitre, nous introduisons les bases de la technique GPR et illustrerons ses différents types et, également ses diverses applications.

Dans le deuxième chapitre, nous allons brièvement rappeler les caractéristiques des antennes et citer leurs différents types existant dans le domaine de télécommunications, notamment les antennes imprimées Ultra Large Bande (ULB).

Le troisième chapitre de ce mémoire sera consacré à la conception et la simulation de l'antenne UWB à polarisation circulaire proposé pour des applications GPR. L'analyse numérique de ses performances numériques seront fait à l'aide du logiciel commercial CST Microwave Studio.

Finalement, nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale et quelques perspectives.

Chapitre I
Radars GPR

I.1 Introduction

Le radar à pénétration de sole (ou **Ground Penetrating Radar**) est un outil de sondage non destructif et performant permettant l'exploitation du sous-sol visant à étudier la composition et la structure de ce dernier. Son principe repose sur l'interaction des ondes électromagnétiques avec les hétérogénéités du milieu.

En effet, cette technique permet de mesurer des contrastes de caractéristiques électriques des matériaux constituant le sous-sol, et ainsi d'en déduire leur nature et leur distribution. Elle permet d'imager le sous-sol à des profondeurs allant de plusieurs mètres à quelques kilomètres suivant les gammes de fréquence. Travaillant depuis la surface, ils opèrent généralement dans une gamme de fréquence s'échelonnant de quelques MHz à quelques GHz. Pour couvrir toute cette gamme de fréquence les GPR se base sur des antennes Ultra large Bande très performantes.

Dans la première partie de ce chapitre, nous abordons quelques notions de base concernant les radars subsurface GPR : le principe de fonctionnement, les paramètres de performances, les différents modes d'acquisition ainsi que quelques exemples d'applications. La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à des généralités sur les antennes imprimées.

I.2 Historique des GPR

Depuis le début du 20ème siècle, les scientifiques se sont intéressés à la détection d'objets enfouis dans le sol par des méthodes non destructives [1]. Dont l'idée de voir clairement la composition d'un sol et les objets qui pourraient y être enfouis, de nombreux chercheurs ont étudié différentes méthodes d'exploration du sous-sol [2].

Ainsi, en 1910, les chercheurs allemands Leimbach et Löwy [3], sont les premiers à décrire une méthode électromagnétique capable de localiser des cibles enterrées. Cette technique consiste à enterrer deux antennes dipolaires, l'une est utilisée en émission et l'autre en réception, à proximité de puits de forage et de comparer l'amplitude des signaux reçus. Ainsi, une image approximative du site d'inspection peut être formée : les puits ayant une plus forte conductivité que le milieu environnant, ils absorbent préférentiellement les radiations. Les auteurs ont également décrit une méthode permettant de détecter une réflexion du signal due à une interface du sous-sol à l'aide d'antennes posées en surface.

En 1926, Hulsenbeck [3] est le premier à utiliser la méthode impulsionnel pour déterminer la structure d'un objet enfoui. Il a mis en évidence le fait que les variations diélectriques d'un sol peuvent avoir une influence sur les échos radars. La méthode

impulsionnel a un avantage par rapport à des méthodes sismiques car la réalisation de sources directionnelles est plus simple. A partir des années 30, la méthode impulsionnel s'est développée dans le but de sonder les sous-sols tels que la glace à de grandes profondeurs. Diverses applications au génie civil ont été développées par Morey en 1974 et 1978[2].

A partir des années 80, les applications du radar GPR n'ont cessé de croître avec l'apparition de nouveaux systèmes utilisant d'autres méthodes que l'impulsionnel : sondage non destructif du béton, archéologie, recherches de personnes enfouies sous une avalanche, application minière ou pétrolière, détection de mines anti-personnelles, détection de tuyaux et de câbles.

I.3 Définition du GPR

Le géo-radar 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 [4]. Chaque couple d'antenne fonctionne sur une bande de fréquence définie, que l'on caractérise par sa fréquence centrale. En général, les géo-radars sont composés des éléments suivants[5](figure I.1) :

- 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.

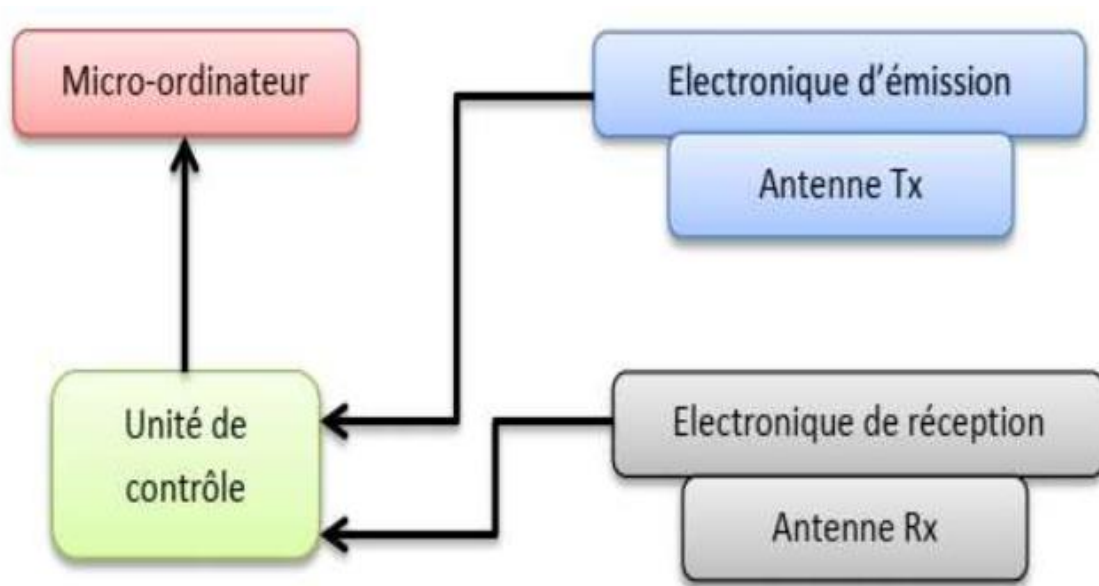


Figure I.1 : Principales éléments composant le GPR

I.4 Principe de fonctionnement

Les différents radars GPR existant reposent sur le même principe de fonctionnement. La figure I.2 représente le schéma fonctionnel d'un GPR. 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. 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.

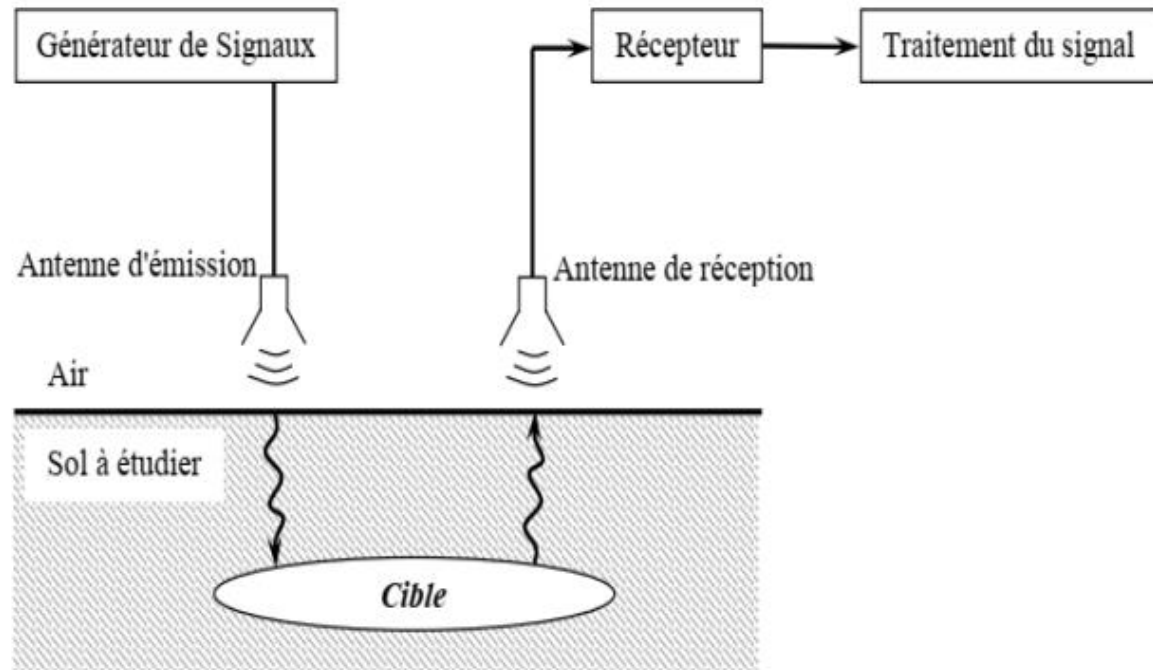


Figure I.2: Schéma de principe d'un GPR

I.5 Différents types de radar GPR

Le radar GPR peut utiliser plusieurs types de signaux. Chaque signal a ses caractéristiques, ses avantages et ses inconvénients. Tout dépend du type d'utilisation et du milieu dans lequel le radar est utilisé pour effectuer le sondage. Il faut toujours faire un compromis entre les performances, l'encombrement, la facilité d'utilisation, le coût. Le radar le plus souvent utilisé est le radar impulsionnel qui émet des impulsions ultra courtes.

I.5.1 Radar impulsionnel

Parmi les différentes méthodes de modulation utilisées en radar de surface, la méthode impulsionnel est la plus répandue. Elle nécessite l'utilisation d'interrupteurs radiofréquences large bande et une forte puissance afin d'émettre des impulsions de courte durée (inférieures à 1 nanoseconde). Les transistors à avalanche permettent de générer des impulsions inférieures à 600ps et plusieurs Watts de puissance moyenne. L'acquisition est le point le plus délicat puisqu'il faut généralement échantillonner à quelques Giga Hertz. Ceci est réalisé par des convertisseurs « Flash » pouvant numériser le signal jusqu'à $2 \cdot 10^9$ échantillons par seconde, mais uniquement sur 8 bits. Pour compenser la faible dynamique, un amplificateur à gain

variable dans le temps est généralement introduit devant le système d'acquisition afin de compenser le faible niveau des échos lointains.

Le principal avantage de cette méthode est la simplicité de la structure des systèmes. De plus, elle mesure directement la réponse impulsionnel sans traitement complémentaire. Enfin, ces systèmes sont rapides et très bien adaptés aux applications embarquées. Cependant, outre la complexité de l'étage amplificateur à gain variable lorsqu'on s'intéresse à des objets faiblement enterrés, le comportement des antennes à une impulsion de courte durée est la principale difficulté.

En fait, utilisez la répartition de la charge le long de l'antenne pour réduire l'effet de sonnerie, mais cela nuira à l'efficacité. De plus, dans ce cas, il est impossible d'imaginer utiliser une antenne indépendante de la fréquence dont la dispersion de phase ne peut être corrigée. Enfin, la méthode est sensible au bruit du fait de la large bande de fréquence d'analyse.(Figure I.3).

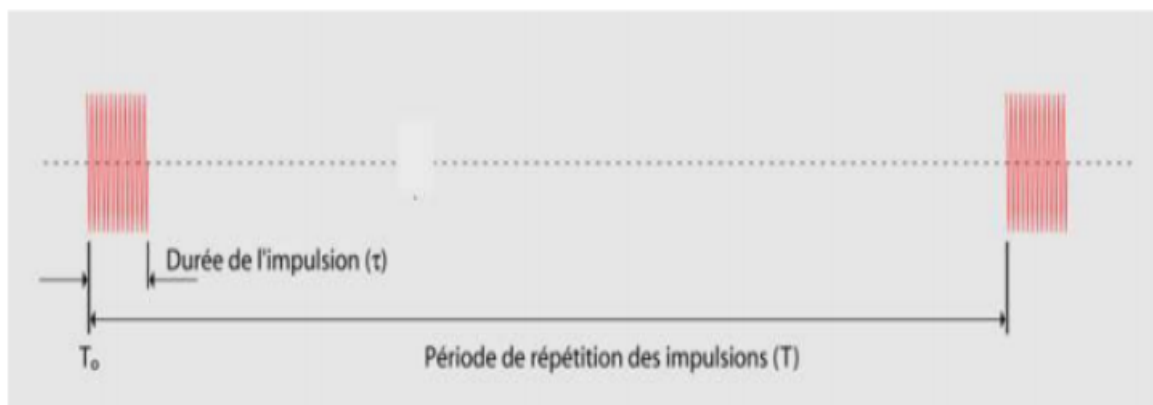


Figure I.3: Signal émis par un radar impulsionnel.

1.5.2 Radar à modulation de fréquence (FMCW)

Les radars FMCW « Frequency Modulated Continuous Wave » dont la spécificité est de produire un signal dont le spectre varie dans le temps, et ainsi d'adapter de manière dynamique la résolution pour différents types de cible à différentes profondeurs. La fréquence d'émission est balayée linéairement sur une large bande de fréquences f pendant le temps T ("chirp"). Le spectre du produit du signal reçu et du signal émis présente alors une raie dont la fréquence est proportionnelle à la distance radar-cible et inversement proportionnelle au temps de balayage. La résolution de ce radar est inversement proportionnelle à Δf [6].

Les avantages de cette technologie sont nombreux :

- Le rapport signal à bruit est multiplié par le rapport de compression $T \times \Delta f$
- La puissance crête nécessaire est divisée par le rapport de compression
- Le système peut être très rapide.
- La possibilité de scanner une très large bande et d'obtenir ainsi une haute résolution est très intéressante pour les applications GPR.

Cependant, ce système est complexe du fait du type de synthétiseur utilisé et les exigences que demande cette technique concernant la linéarité du balayage de fréquence et la reproductibilité de ce balayage qui fait appel à une correction de linéarité par un système électronique spécifique. En outre, la dynamique de ce système est limitée du fait que le radar émet en même temps qu'il reçoit ce qui produit un couplage entre les antennes.

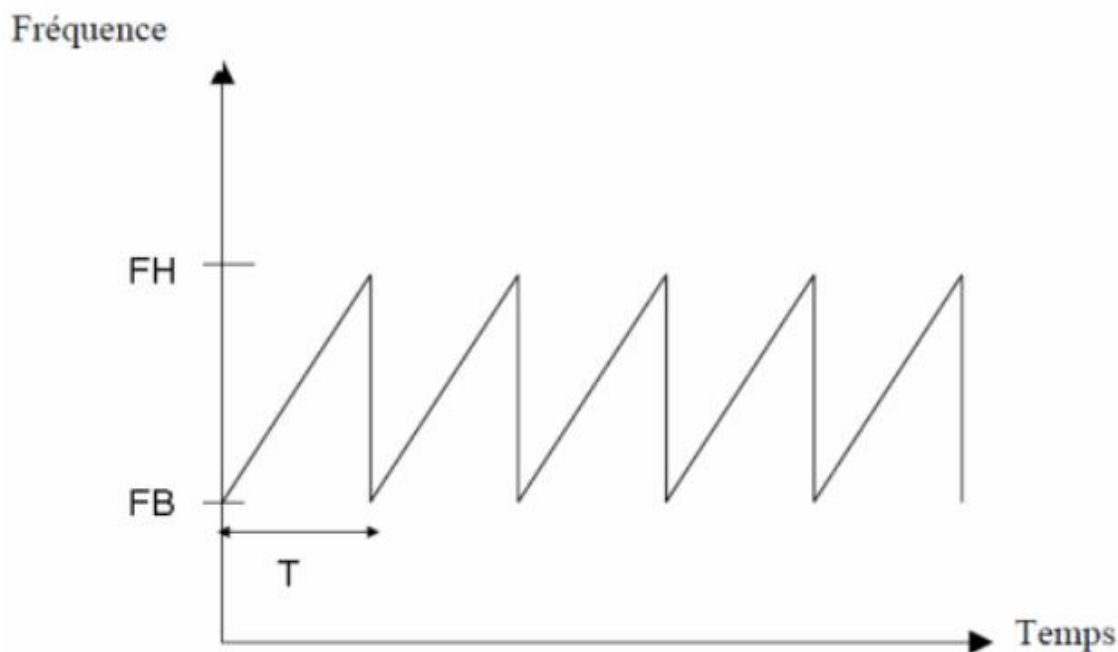


Figure I.4: Principe de la modulation de fréquence FMCW.

I.5.3 Radars à sauts de fréquence

Ce type de radar se différencie des radars impulsionnels; en effet il travaille dans le domaine fréquentiel. Le radar à sauts de fréquences propose une nouvelle technologie : il est

composé d'un analyseur de réseaux qui génère une succession d'ondes de fréquences différentes sur une bande donnée. A chaque fréquence, une onde est émise de l'antenne vers la cible. La fréquence du signal de sortie évolue en marches d'escalier de hauteur Δf , au même rythme TH . Ainsi, la fréquence du signal de sortie balaye une bande de fréquence B , comprise entre les fréquences f_B et f_h en un temps T (Figure I.5).

La technique s'applique à des fréquences supérieures à 10 GHz. L'onde est partiellement réfléchi, suivant les contrastes électromagnétiques rencontrés sur son trajet, vers l'antenne réceptrice. L'analyseur enregistre la réponse du milieu. Le cycle se répète jusqu'à ce que toute la bande de fréquences ait été balayée, avec un pas donné qui est défini par le nombre de points de fréquence et la largeur de bande. Pour chaque cycle effectué, une transformée de Fourier inverse permet de reconstituer le signal dans le domaine temporel.

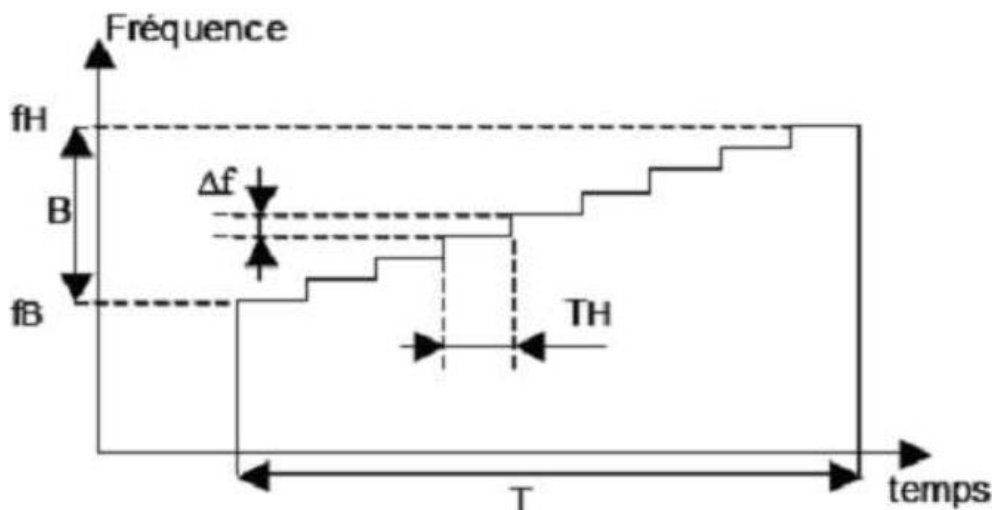


Figure I.5: Principe d'un radar à saut de fréquence

I.6 Applications du radar GPR

Les systèmes GPR permettent d'obtenir des images très précises et détaillées du sous-sol sondé. 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 [7].

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 [8] (localisation de vestiges archéologiques, un système de galeries et de tunnels a été trouvé sous le Sphinx et les pyramides en Egypt).

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.

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 anti-personnelles 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 [9-10].

I.7 Conclusion

Le radar GPR est un outil de mesure de plus en plus utilisé dans de nombreux domaines. Sa non-destructivité le rend très utile dans de nombreuses applications.

Le choix du radar demeure un choix important souvent difficile à effectuer. De plus les caractéristiques techniques varient d'un radar à un autre d'où la nécessité d'avoir une idée sur la profondeur maximale d'investigation, la résolution et sur le type d'antennes dont le dispositif est équipé.

Le chapitre suivant de ce mémoire sera consacré à la présentation des antennes Ultra Large bande

Chapitre II
Antennes et technologie Ultra Large
Bande

II.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des différentes antennes existantes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. En premier temps, nous faisons une généralité sur la technologie Ultra Large Bande (ULB), ainsi que sur ses principales caractéristiques.

Afin de mieux comprendre le comportement des antennes ULB qui seront classées en catégories, présentant chacune des spécificités bien précises

II.2 Définition d'une antenne

Une antenne est habituellement un dispositif métallique utilisée pour la transmission ou la réception des ondes hertziennes. C'est un transducteur entre la ligne de transmission connectée à un générateur et le milieu où l'onde rayonne. Afin d'assurer la propagation dans l'air, il est nécessaire qu'un dispositif génère une onde rayonnée[11].

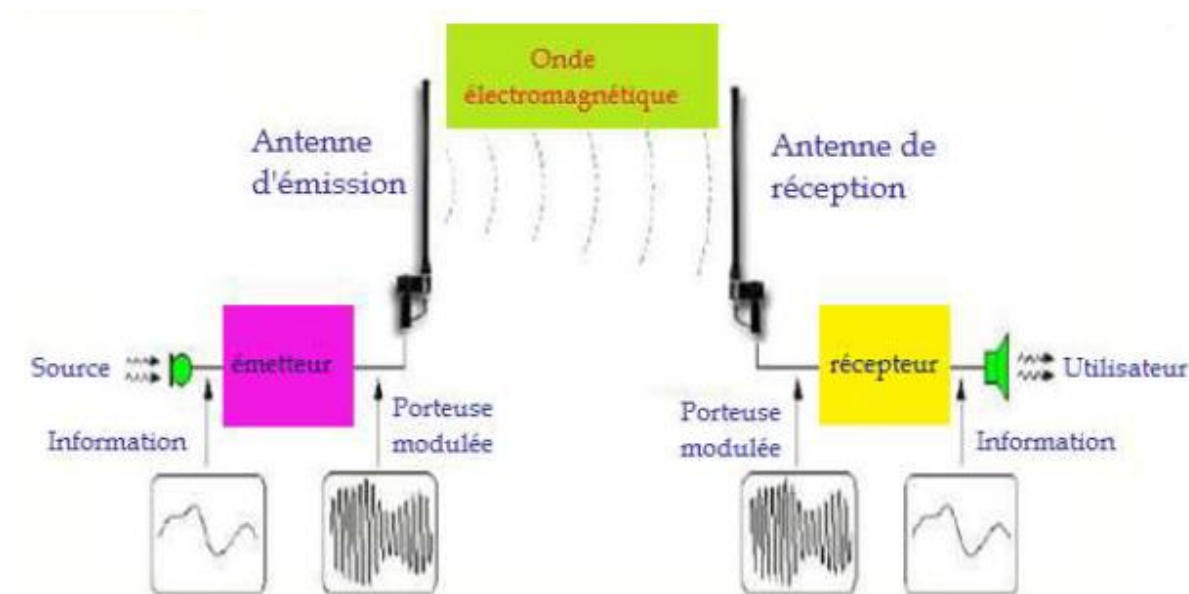


Figure II. 1 : Principe de transmission par onde électromagnétique

II.3 Caractéristiques principales des antennes

Dans cette partie on s'intéressera aux différentes caractéristiques des antennes à savoir les caractéristiques radioélectriques et celles de rayonnement[12].

II.3.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée (notée Z_e) est définie comme étant l'impédance présentée par une antenne à ses bornes. Elle est égale au rapport de la tension V_e sur le courant présent à l'entrée :

$$\mathbf{Z_e} = \frac{V_e}{I_e} = \mathbf{R} + j\mathbf{X} \quad (\text{II.1})$$

Où :

R : Résistance de l'antenne.

X : Réactance de l'antenne.

II.3.2 Coefficient de réflexion

On dit qu'une antenne est parfaitement adaptée lorsque son impédance d'entrée (Z_e) est égale à l'impédance de la ligne d'alimentation (Z_c), sinon on démontre qu'il apparaît un coefficient de réflexion Γ (ou S11) [11].

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (\text{II.2})$$

Nous pouvons représenter Γ sous forme de paramètre S exprimé en dB tel que [11] :

$$\mathbf{S_{11}(dB)} = \mathbf{20 \log_{10}|\Gamma|} \quad (\text{II.3})$$

II.3.3 Bande passante

La bande passante d'une antenne est la plage de fréquences dans laquelle on peut normalement l'utiliser. C'est une bande où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximal. Dans la plupart des cas, la bande passante est définie en fonction du coefficient de réflexion. Il n'y a pas de critères précis pour la limite du coefficient de réflexion. Cependant, un critère typique est d'avoir un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur toute la bande passante.

Mise à part l'antenne fictive (qui est en fait une charge purement résistive), toute antenne possède une impédance qui varie en fonction de la fréquence, comme tout circuit composé d'éléments capacitifs ou inductifs.

Certaines antennes sont très sélectives (bandes passantes très étroites), d'autres peuvent être utilisées sur une très large bande de fréquences. La figure I.2 montre un exemple d'un coefficient de réflexion ainsi que la bande passante déterminée pour $|S_{11}| < -10$ dB [11].

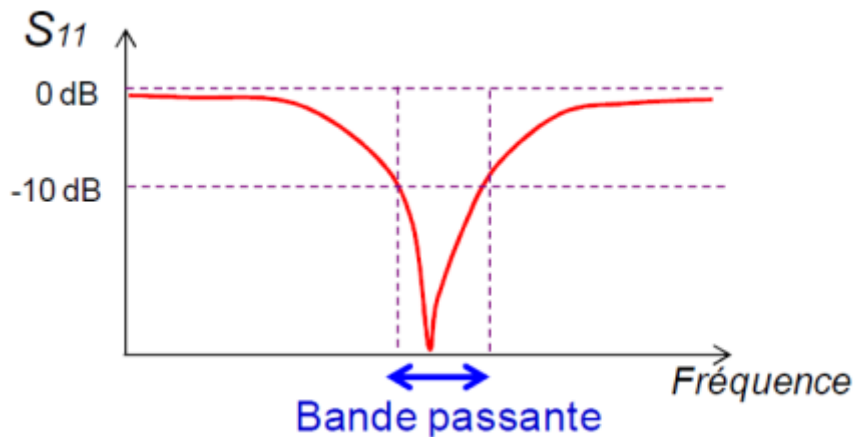


Figure II.2 : Exemple d'un coefficient de réflexion et bande passante d'une antenne

II.3.4 Directivité

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée ($P(\theta, \varphi)$) et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope (P_r) [11].

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (\text{II.4})$$

La directivité maximale que l'on appelle communément directivité est donnée par :

$$D_0 = \text{MAX} (D(\theta, \varphi)) \quad (\text{II.5})$$

La directivité, grandeur sans dimension, est généralement exprimée par sa valeur en décibels [11]

$$D_0 = (dB) = 10 \log(D_0) \quad (\text{II.6})$$

II.3.5 Gain

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée ($P(\theta, \varphi)$) sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes [11].

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (\text{II.7})$$

P_a : puissance fournie par l'émetteur.

Généralement la valeur maximum de $G(\theta, \varphi)$ prend la dénomination du gain de l'antenne.

$$G_0 = \text{MAX} (G(\theta, \varphi)) \quad (\text{II.8})$$

Le gain peut être exprimé en décibels :

$$G_0(\text{dB}) = 10 \log(G_0) \quad (\text{II.9})$$

Une antenne isotrope n'a pas de gain, donc $G = 0$ dB (c'est une antenne imaginaire qui rayonne uniformément dans toutes les directions).

Une antenne dipôle possède un gain de 2,15 dB par rapport à l'antenne isotrope. On dit aussi qu'elle a un gain de 2,15 dBi.

II.3.6 Diagramme de rayonnement

Les antennes sont rarement omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0, φ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale.

La fonction caractéristique de rayonnement $r(\theta, \varphi)$ est donnée comme suit [11]:

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta, \varphi)} \quad (\text{II.10})$$

Où : $P(\theta, \varphi)$: puissance rayonnée dans une direction quelconque.

$P_0(\theta, \varphi)$: puissance rayonnée max.

On peut distinguer plusieurs types de diagrammes de rayonnement à savoir : isotrope, omnidirectionnel et directionnel (figure I.3).

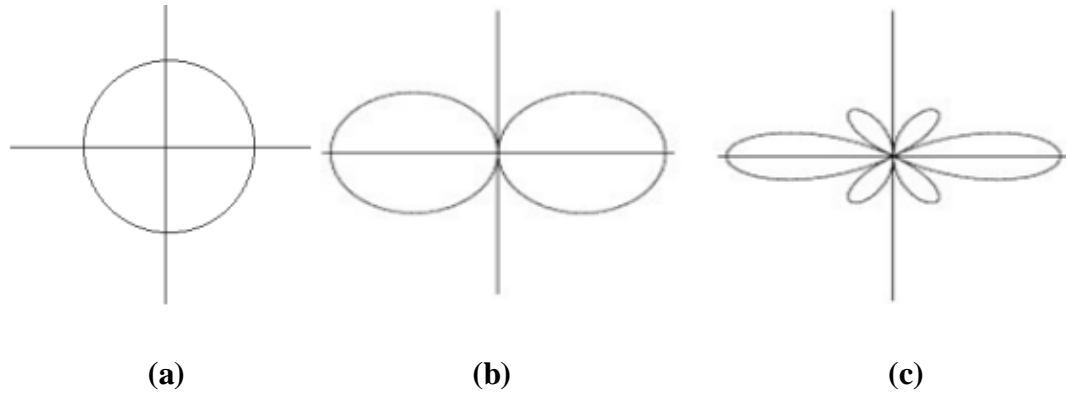


Figure II.3 : Différents types de diagrammes de rayonnement en deux dimensions

(a) isotrope ; (b) omnidirectionnelle ; (c) directionnel

II.3.7 Angle d'ouverture à -3 dB

L'angle d'ouverture à -3 dB (ou à mi-puissance) caractérise la largeur du lobe principal. Il représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. Un exemple d'un diagramme de rayonnement avec son angle d'ouverture est illustré par la figure I.4.

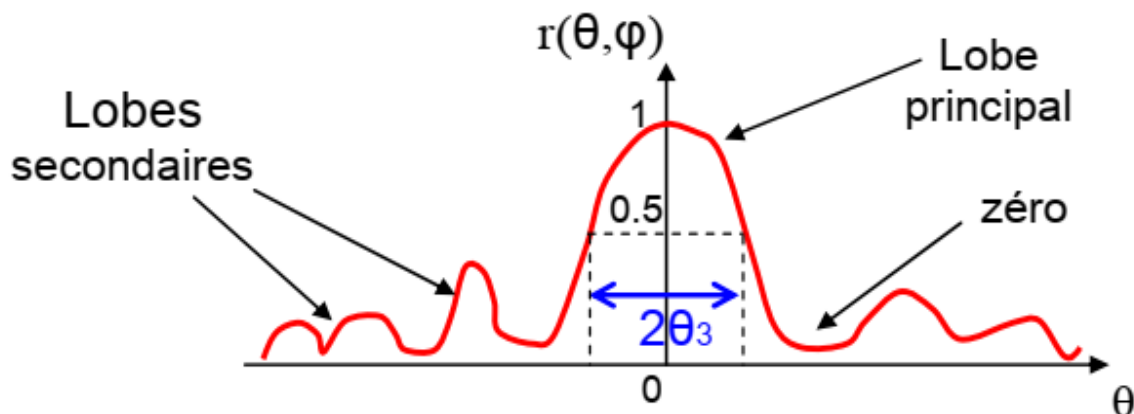


Figure II.4 : Diagramme de rayonnement montrant l'angle d'ouverture à -3 dB

II.4 Généralités sur la technologie Ultra Large Bande

II.4.1 Histoire et définition

Durant les trois dernières décennies, pour faire face à l'encombrement des bandes de fréquences utilisées pour la transmission d'informations, on a essentiellement cherché à réduire la largeur de bande nécessaire pour transmettre ces informations avec un taux d'erreurs acceptable.

Ce n'est que récemment – une dizaine d'années – que le concept d'ultra large bande a retrouvé un intérêt principalement suscité par le développement des transmissions à courte distance. La grande majorité des techniques de transmission actuelles utilisent des modulations avec porteuses (*Bluetooth, Wifi* ...).

Si le terme "ultra large bande" est relativement récent, le concept lui-même est par contre bien plus ancien [13]. Dès la fin du 19ème siècle, Heinrich Hertz – avait eu l'idée d'utiliser des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques, c'était la base de la technique Ultra large bande. Dans les années 60, Ross et Bennett [14] étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel. Dans leur publication apparaît des applications liées à cette nouvelle technique à savoir : les communications et les radars.

Dans les années 1970-1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. À cette époque, on lui donne plusieurs noms : technologie "sans porteuse", ou en "bande de base" ou encore technologie "impulsionnel".

C'est en 1989 que le terme Ultra Large Bande apparaît dans une publication du ministère de la Défense aux États Unis. Les travaux concernant cette technologie se sont effectués, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels américains (militaires). En 1994, la confidentialité des travaux liés à l'Ultra Large Bande est levée: la recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.

En 2002, la FCC (Federal Communication Commission), l'organisme de régulation des communications américaines, réglemente l'Ultra Large Bande: elle en donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (- 41 dBm /MHz pour la bande haute).

II.4.2 Caractéristiques de la technologie ULB

La technologie ULB a plusieurs caractéristiques qui la distinguent des systèmes à bande étroite conventionnels.

Une large bande passante instantanée, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz ce qui rend l'ULB plus adaptée à l'augmentation de débit que les systèmes existants présentant des contraintes sur leur largeur de bande[15]. En effet, la capacité d'un canal de transmission peut-être calculée selon le théorème de Shannon par :

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{B \cdot N_0} \right) \quad \text{(II.11)}$$

Où C représente la capacité maximale du canal (bit/s), B la largeur de bande du canal (Hz), S la puissance du signal (W) et N_0 la densité spectrale de puissance du bruit. Il est clair d'après équation (II-11) que la capacité maximale du canal de transmission croît linéairement avec la largeur de bande. Par ailleurs, cette capacité du canal (C) est une indication sur le débit maximal théorique. Pour un canal donné, comme on sait d'après la théorie de l'information, il est possible de transmettre des données à un taux d'erreur binaire inférieur à un certain seuil fixé, à condition que le débit de transmission de données reste inférieur à la capacité maximale du canal de transmission.

La grande largeur de bande offre à l'ULB une résolution temporelle supérieure à celle des systèmes conventionnels, pour des applications radar et de localisation précise. Cette résolution est typiquement de l'ordre de la nanoseconde (ULB en mode impulsionnel). Une courte durée d'impulsions permet une grande robustesse face aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples dans un environnement dense. Cette courte durée permet l'exploitation d'un nombre supérieur de trajets.

Une faible densité spectrale de puissance qui permet la coexistence de l'ULB et des services existants. En effet, la large bande de fréquences des signaux ULB recouvre des fréquences déjà allouées à d'autres systèmes radio. Les autorités de régulation ont alors imposé cette propriété aux signaux ULB afin de permettre la coexistence de l'ULB avec les services existants sans les perturber.

Comme conséquence à cette faible densité spectrale de puissance, les signaux ULB sont plus difficiles à détecter et les communications ULB sont mieux sécurisées. D'autre part,

cette propriété limite la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres. Les applications visées par l'ULB sont donc des applications à courte portée et à haut débit.

II.4.3 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

Il existe trois grandes catégories d'applications principales pour les systèmes ULB : la détection, la géo localisation, et les communications sans fil [16] [17]. Les deux premières ne demandent pas un gros débit d'information, mais nécessitent une bonne précision sur de grandes distances et une robustesse aux trajets multiples, tandis que les communications sans fils peuvent tirer profit des très hauts débits à courte portée offerte par la technologie ULB (Figure II-1).

Les bandes de fréquences pour ces applications sont :

- Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules
- Bande de fréquence <1 GHz: radar GPR et radar "See Through Wall"
- Bande 1.99-10.6 GHz: Applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz: Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

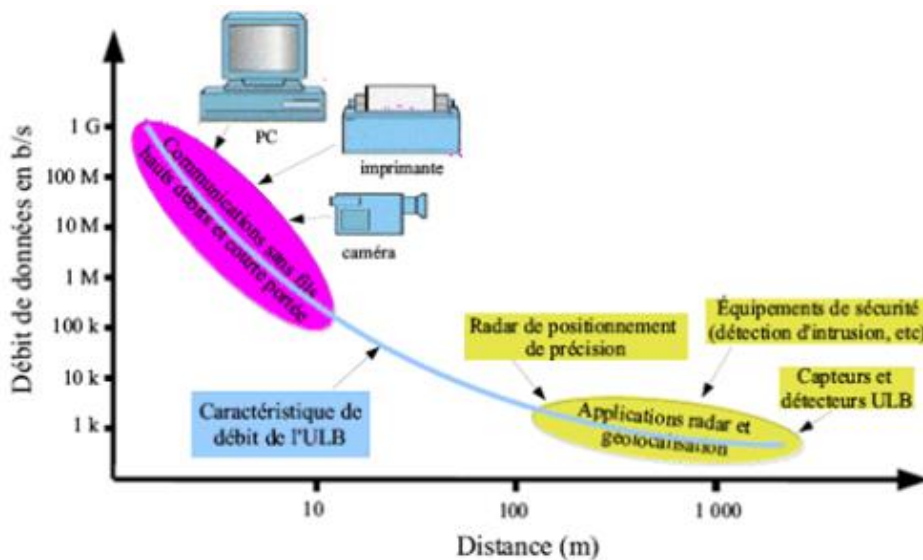


Figure II.5: Différentes applications de l'Ultra Large Bande.

II.5 Les antennes Ultra Large Bande

II.5.1 Critères classiques de performances

Dans ce paragraphe nous présentons les critères classiques de performance d'antennes et les spécificités dans le contexte ULB [17].

Bande passante : La bande passante (BP) est définie comme étant tout simplement la différence entre les fréquences haute (f_{max}) et basse (f_{min}) d'utilisation de l'antenne. Il existe différentes façons d'exprimer la bande passante, comme par exemple la bande relative (BR) (relative à la fréquence centrale f_c). Nous pouvons aussi exprimer la bande passante en pourcentage en multipliant la bande relative par 100. La fréquence centrale (f_c) quant à elle, est définie le plus souvent comme étant la moyenne arithmétique des fréquences f_{max} et f_{min} .

Une définition alternative de la fréquence centrale existe aussi. Selon cette définition, la fréquence centrale est calculée comme étant une moyenne géométrique et non pas arithmétique des fréquences f_{max} et f_{min} , elles sont normalement définies comme étant les fréquences limitant la bande de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne en terme d'impédance respecte un objectif fixé auparavant. Par exemple, un niveau de -10 dB en S11 est requis.

$$BP = f_{max} - f_{min} \quad (\text{II.12})$$

$$BR = \frac{BP}{f_c} \quad (\text{II.13})$$

$$BR \% = \frac{BP}{f_c} \cdot 100 \quad (\text{II.14})$$

$$f_c = \frac{1}{2}(f_{max} + f_{min}) \quad (\text{Définition arithmétique}) \quad (\text{II.15})$$

$$f_c = \frac{1}{2}\sqrt{f_{max} \cdot f_{min}} \quad (\text{Définition géométrique}) \quad (\text{II.16})$$

Dans le contexte d'antenne ULB, la définition la plus utilisée est celle de la FCC qui consiste à calculer la bande passante à -10 dB. Pour un système ULB, la FCC exige une bande passante supérieure à 500 MHz ou une bande relative supérieure à 0.2. Précisons que la FCC

utilise la définition arithmétique de la fréquence centrale. En pratique, un système ULB impose des spécifications sur l'adaptation de l'antenne mais aussi sur le gain, le diagramme de rayonnement, la distorsion et d'autres caractéristiques. Par conséquent, la bande de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne respecte les spécifications exigées, définit sa bande passante d'utilisation.

Distorsion : La large bande passante d'une antenne ULB introduit une complication supplémentaire : la distorsion. Une des origines de cette distorsion est la dispersion, en d'autres termes le déplacement du centre de phase en fonction de la fréquence. La dispersion se traduit par un étalement dans le temps de la forme d'onde rayonnée. La distorsion peut varier angulairement même pour des antennes de petites tailles.

II.5.2 Techniques d'élargissement de la bande passante

Différentes techniques ont été envisagées pour élargir la bande passante et stabiliser le diagramme de rayonnement. On peut citer, pour augmenter la bande passante du monopole, l'utilisation d'un court-circuit, le décalage de l'alimentation, l'utilisation des encoches, et la technique de l'évasement symétrique.

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

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

On peut également ajouter une charge résistive entre le patch rayonnant et le plan de masse, afin d'obtenir une antenne large bande de dimensions réduites. Ici, la résistance sert à faire le court-circuit et permet une bonne réduction des dimensions de l'antenne. Cette utilisation de la résistance rend l'antenne mieux adaptée en impédance sur une bande de fréquences encore plus large. Comme désavantage de cette technique, l'on retient que

l'efficacité de l'antenne est réduite du fait de la présence de pertes par effet joule dans la charge résistive. Avec la charge capacitive ajoutée, l'éventail de fréquence centrale peut être plus large. Cette technique peut être combinée avec d'autres techniques de réduction citées plus haut, afin d'obtenir des antennes compactes à bande plus large.

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

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

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

II.6 Antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence sont connues depuis longtemps, elles ont été créées par RUMSEY en 1957 [14]. Ce sont des antennes qui sont entièrement définies par leurs dimensions angulaires. Les performances de l'antenne (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée) sont indépendantes de la fréquence ; pour ce type d'antenne, si on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur X, les performances de l'antenne restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même facteur X.

Théoriquement, ces antennes présentent une bande passante infinie, cependant, en pratique leur bande passante est finie à cause des dimensions finies de l'antenne.

II.6.1 Antennes spirales

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

a) Antenne à spirale logarithmique

L'antenne spirale équiangulaire ou logarithmique fait partie des antennes indépendantes de la fréquence, puisqu'elle peut être définie uniquement par ses angles. Son équation en coordonnées polaires (ρ, θ) peut s'écrire sous la forme [18][19]:

$$\rho = k e^{a\theta} \tag{II.17}$$

Où k et a sont deux constantes.

b) Antenne à spirale conique

Cette antenne est une forme dérivée de la précédente : En effet, il suffit, pour la réaliser, d'imprimer les spirales sur un cône en matériau diélectrique servant de support pour le dessin. Une représentation pratique de l'antenne spirale conique est présentée sur la figure II.6[19]:

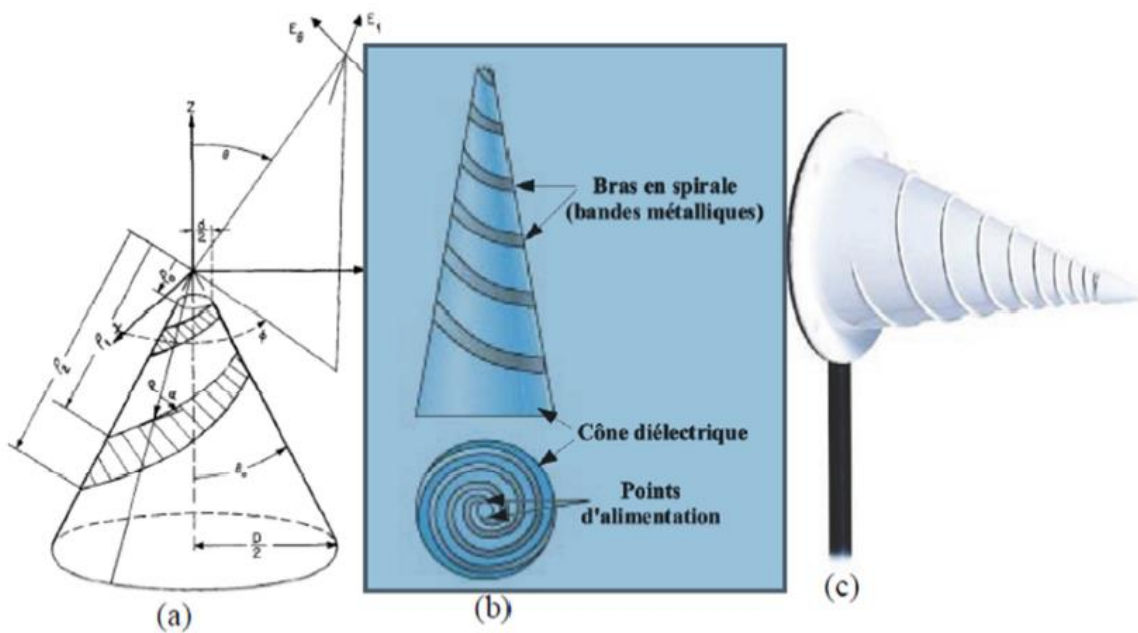


Figure II. 6: Antennes spirales coniques.

(a) configuration ; (b) vue de côté et de dessus ; (c) exemple de réalisation

Théoriquement, elle possède une bande passante infinie, mais en pratique, du fait de ses dimensions finies. La bande passante est uniquement limitée par les dimensions des rayons externes de la spirale. Contrairement à l'antenne précédente qui avait un rayonnement bidirectionnel, cette antenne a un rayonnement unidirectionnel, le maximum du champ étant orienté selon l'axe du cône.

c) Antenne à spirale d'Archimède

L'antenne à spirale d'Archimède est formée de deux brins (figure II.7). Ces brins sont deux spirales autour d'un même centre d'expansion. Elles sont imprimées sur un même substrat. Le substrat étant planaire et servant de support à la structure [19].

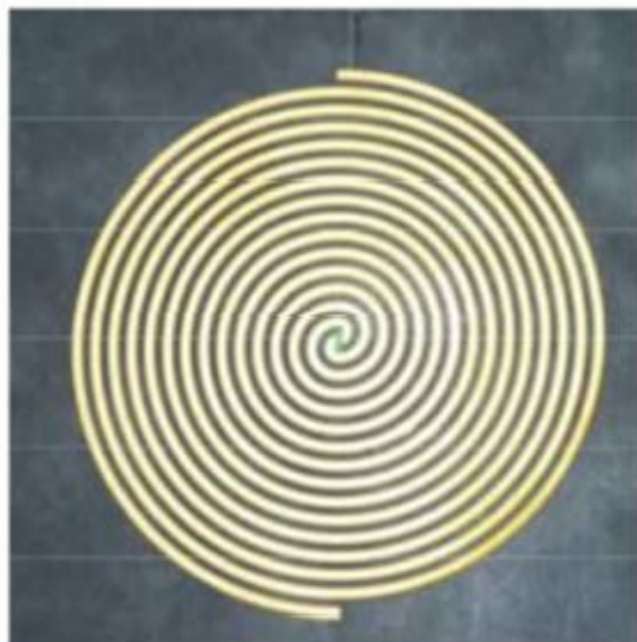


Figure II. 7 : L'antenne spirale d'Archimède.

Ce type d'antenne est plus utilisé que les antennes à spirale logarithmique car, à performance égale (même bande passante), cette structure est plus compacte que la spirale logarithmique : L'étalement linéaire des brins de la spirale permet de faire plus de tours par unité de surface que l'antenne équiangulaire. Ses spécificités ressemblent beaucoup à celles des types d'antennes à spirales que l'on a vues précédemment. Sa bande passante est de plusieurs octaves et est limitée par les rayons externes de la spirale, sa polarisation est circulaire et son diagramme de rayonnement bidirectionnel.

II.6.2 Antenne log-périodique

Les antennes log-périodique ont été conçues pour la première fois par Duhamel et Isabell en 1959. Elles s'appuient sur le principe d'une antenne dimensionnée pour toutes les fréquences mais de façon périodique et non répétitive comme c'est le cas des antennes que l'on a vues précédemment. Ainsi, si une structure rayonnante est transformée en une autre structure identique par la multiplication de ses dimensions par τ , toutes les deux présentent les mêmes performances (adaptation et diagramme de rayonnement) l'une à la fréquence f et

l'autre à la fréquence f/τ . En répétant cette transformation N fois les performances sont les mêmes aux fréquences $f_0\tau^N$ où f_0 est la fréquence de référence. Leur principe est donc bien analogue aux antennes dites indépendantes de la fréquence (figure II.8) [16].

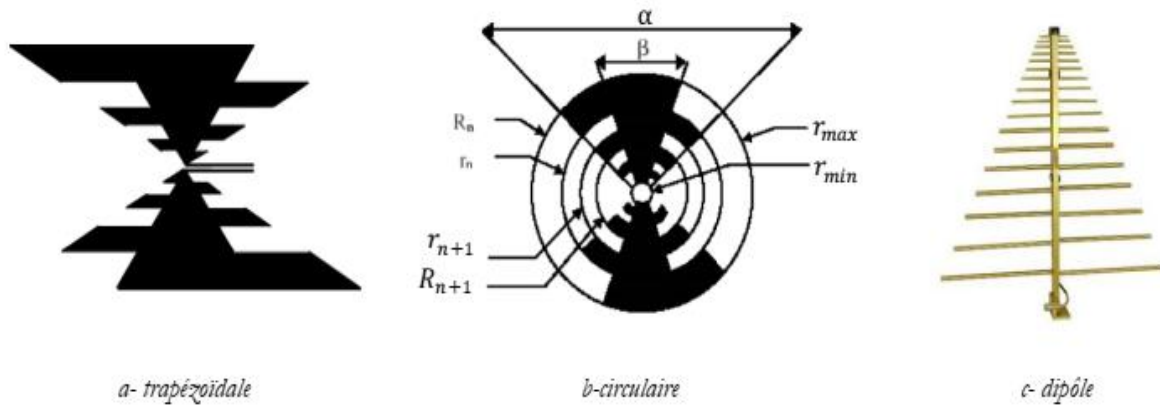


Figure II.8 : Structure d'antenne log-périodique.

II.6.3 Antennes élémentaires

De très bonnes performances en termes de largeur de bande peuvent également être obtenues à partir d'antennes dites élémentaires. Cette catégorie d'antennes ULB est en fait une évolution des simples dipôles ou monopôles dont le comportement est bien connu et décrit dans de nombreux ouvrages. En effet, une caractéristique exploitée de ces antennes est que leur bande passante augmente avec le diamètre, et donc la surface de leur cylindre rayonnant. Cette idée est développée et donne naissance à des antennes de formes évasées coniques, triangulaires, rondes ou elliptiques qui possèdent alors des propriétés ultra large bande. De plus, ces antennes conservent les caractéristiques intéressantes de rayonnement omnidirectionnel ainsi que les règles de dimensionnement des antennes monopôles ce qui en fait des structures relativement compactes.

a) Antenne biconique

La fin des années 1930 apporte un renouveau d'intérêt pour les antennes possédant de larges bandes passantes, notamment dans le cadre des recherches pour la télévision. Ainsi, l'antenne biconique est introduite par Carter en 1939. Son concept est basé sur le fait que des structures d'antennes filaires plus épaisses amenaient à des bandes passantes plus large. Celle-ci pouvait être encore plus étendue si les conducteurs s'évasent pour former la structure biconique [20] (Figure II.9).

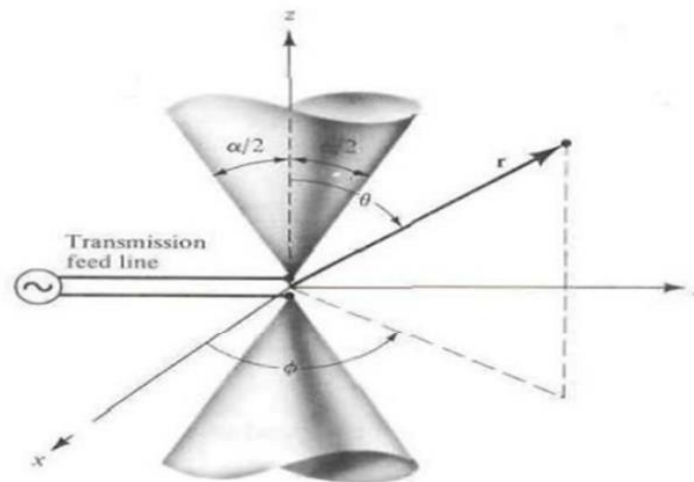


Figure II. 9 : Antenne biconique infinie.

b) Antenne discône

L'antenne discône est une antenne biconique dont un des cônes est remplacé par un plan de masse infini ou de dimensions pouvant être considérées comme telles par rapport à la longueur d'onde la plus basse. Ce plan de masse est généralement de forme circulaire ce qui fait que la structure totale de l'antenne est constituée d'un disque et d'un cône (d'où son appellation)[21]. La figure II.10 illustre un exemple pratique d'une antenne discône.



Figure II.10 : Exemple de réalisation d'une antenne discône.

c) Antenne papillon

De part ses bonnes caractéristiques en termes de bande passante, mais également de rayonnement, l'antenne biconique représente une bonne base pour concevoir de nouvelles antennes ULB. Le but principal de ces antennes est de conserver ses caractéristiques idéales, tout en étant plus légères, et en présentant une géométrie plus simple, moins coûteuse à réaliser et surtout moins encombrante. Ainsi, l'antenne papillon est une version planaire de l'antenne biconique finie, qui peut être imprimée sur substrat. Il s'agit donc d'une structure symétrique.

De même que pour cette dernière, les courants sont concentrés principalement aux bords de la structure, ce qui permet également d'utiliser des techniques de réalisation filaires tout en gardant des performances équivalentes lorsque l'application visée nécessite une exposition au vent.



Figure II.11 : Exemple de réalisation d'une antenne papillon.

L'antenne papillon présente de moins bonnes performances en termes de bande passante que l'antenne biconique, celle-ci étant limitée par la troncature de l'antenne. Cependant, son impédance d'entrée varie plus avec la fréquence que celle de l'antenne biconique finie de mêmes dimensions. Il en découle une moins bonne qualité d'adaptation ainsi qu'une bande passante plus faible, mais qui peut tout de même atteindre des valeurs supérieures à 100% [17].

II.7 Récapitulatif des caractéristiques des antennes

Afin de confronter ces besoins spécifiques aux capacités des antennes ULB présentées dans ce chapitre, leurs principales caractéristiques sont réunies dans le tableau II-1.

Tableau II.1 Récapitulatif des caractéristiques des antennes ULB

	ADAPTATION			DIMENSIONS		RAYONNEMENT		
	Bande passante	Impédance d'entrée (Ω)	Ajustements	2D/3D	Taille	Diagramme	Polarisation	Dispersive
Spirale logarithmique	>150 %	75 à 100	Symétriseur Adaptateur d'impédance	2D	$2\lambda/\pi$	Bidirectionnel	Circulaire	Oui
Spirale conique	>150 %	Variable	Aucun	3D	Variable	Unidirectionnel	Circulaire	Oui
Spirale d'Archimède	>150 %	120 à 200	Symétriseur Adaptateur d'impédance	2D	$2\lambda/\pi$	Bidirectionnel	Circulaire	Oui
Log périodique circulaire	150 %	50 à 188	Symétriseur	2D	λ	Bidirectionnel	Linéaire	Oui
Log périodique trapézoïdale	150 %	50 à 150	Symétriseur	2D	λ	Bidirectionnel	Linéaire	Oui
Dipôle log périodique	130 %	50 à 100	Aucun	2D ou 3D	Variable	Unidirectionnel	Linéaire	Oui
Biconique	120 à 150 %	> 100	Symétriseur Adaptateur d'impédance	3D	$\lambda/2$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
Discône	150 %	> 80 *	Aucun	3D	$\lambda/4^{**}$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
Papillon	>100 %	> 100 *	Symétriseur Adaptateur d'impédance	2D	$\lambda/2$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
Monopôle circulaire (planaire)	>100 %	> 100 *	Aucun	2D	$\lambda/4$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
Monopôle circulaire	160 %	50	Aucun	3D	$\lambda/4^{**}$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
Monopôle triangulaire	120 %	50	Aucun	3D	$\lambda/4^{**}$	Omnidirectionnel	Linéaire	Non
TSA's	125 à 170 %	50	Aucun	2D	$> \lambda/2$	Unidirectionnel	Linéaire	Non

II.8 Conclusion

Un tour d'horizon des différentes familles d'antennes possédant des caractéristiques d'adaptation d'impédance sur de très larges bandes de fréquences a été présenté dans ce chapitre. Concernant l'efficacité de l'antenne tout d'abord, celle-ci doit se montrer adaptée avec un coefficient de réflexion (S_{11}) inférieur à -10 dB sur toute la bande de fréquence (3.1-10.6 GHz) en termes de rayonnement, celui-ci doit être constant en fréquence, omnidirectionnel en azimut, et couvrir le maximum d'espace en élévation.

Enfin, par souci d'intégration au système GPR, l'antenne doit présenter un encombrement minimal ainsi que des dimensions réduites. Dans ces conditions, nous avons choisi de retenir la solution des structures planaires en technologie imprimée, avec métallisation sur une seule face et une alimentation sur l'autre. Cette technologie présente un avantage de limiter considérablement les coûts de fabrication et un encombrement minime.

Dans le chapitre trois nous allons concevoir et simuler une antenne ULB pour des applications GPR.

Chapitre III

Conception et Simulation

III.1 Introduction

Après l'étude générale du système GPR et des antennes utilisées dans les applications du GPR qui ont fait l'objet du premier et du deuxième chapitre de ce mémoire, on s'est consacré dans ce troisième chapitre à la conception et à l'étude d'une structure d'antennes que nous pouvons utiliser dans les applications GPR.

L'objectif de ce chapitre est la conception d'une antenne imprimée Ultra large bande pour des applications GPR. Dans ce contexte le logiciel de simulation électromagnétique CST MICROWAVE STUDIO (MWS), était le choix idéal car il a l'avantage d'analyser rapidement et précisément des structures de hautes fréquences (HF) tels que les antennes. La première partie de ce chapitre présente une brève description du logiciel de simulation CST. La partie suivante est consacrée à la description des étapes de conceptions et l'évaluation des performances de l'antenne en termes de coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement et du gain.

III.2 Logiciel de simulation CST Studio Suite

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique. CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finite Integration Technic). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clé de ce simulateur CST Microwave Studio fait partie de CST DESIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré.

III.2.1 Description générale de l'interface CST

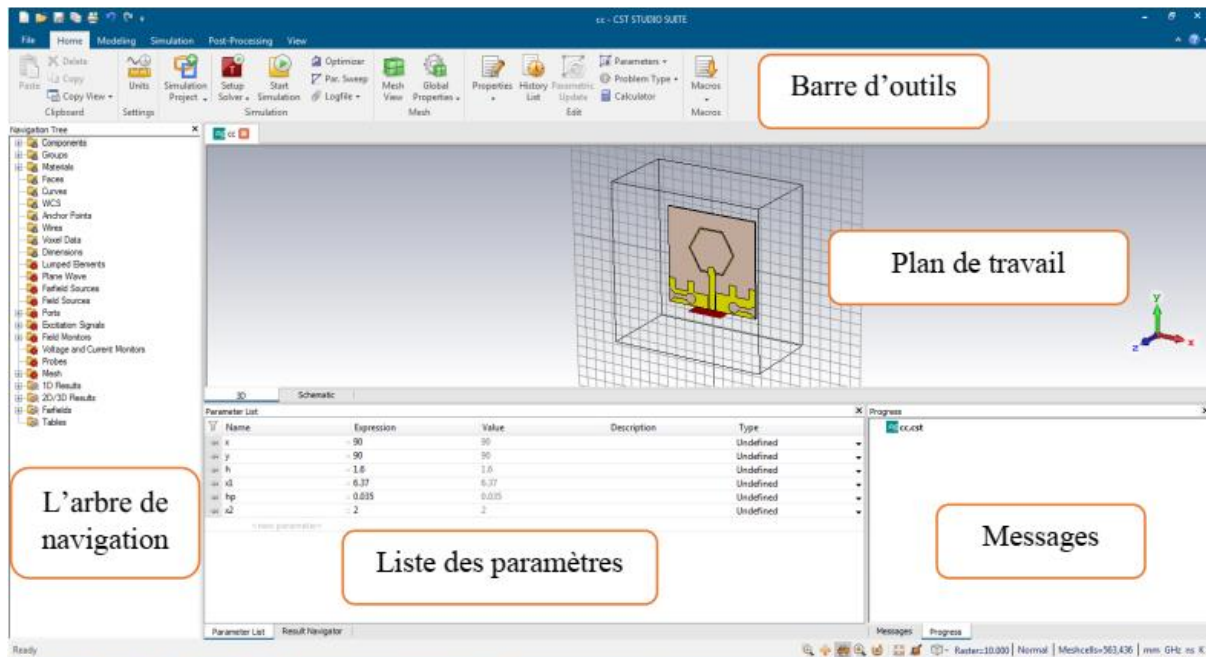


Figure III.1 : Interface graphique du logiciel CST studio.

- A l'entête de l'interface, on trouve une barre d'outils qui est un ensemble de raccourcis de la barre de menu
- A gauche de l'interface, nous avons l'arbre de navigation d'où on peut accéder aux éléments structuraux et aux résultats de simulation
- Au milieu de l'interface se trouve le plan de travail sur lequel la structure est en 3D.
- Au pied de l'interface, nous avons :
 - o La liste des paramètres d'où on trouve les variables utilisées pendant la simulation.
 - o Le message qui informe si chaque étape est simulée avec succès et le contraire, un message d'erreur.

III.3 Géométrie de l'antenne élémentaire

La géométrie de l'antenne proposée est illustrée sur la figure 3.2. Elle est constituée des éléments suivants :

- L'antenne est imprimée sur un substrat **Taconic RF35** d'épaisseur **1.52 mm**
- Le substrat possède une faible tangente de perte $\tan \delta = 0.0009$, une faible permittivité relative $\epsilon_r = 3.5$, et une excellente résistance chimique.
- Le patch, le plan de masse et la ligne micro ruban sont en cuivre, avec une hauteur $h_t = 0.035mm$.

La technique d'alimentation utilisée est la ligne micro ruban qui a une impédance caractéristique $Z_c = 50 \text{ ohm}$. Cette ligne est adaptée au patch par deux encoches.

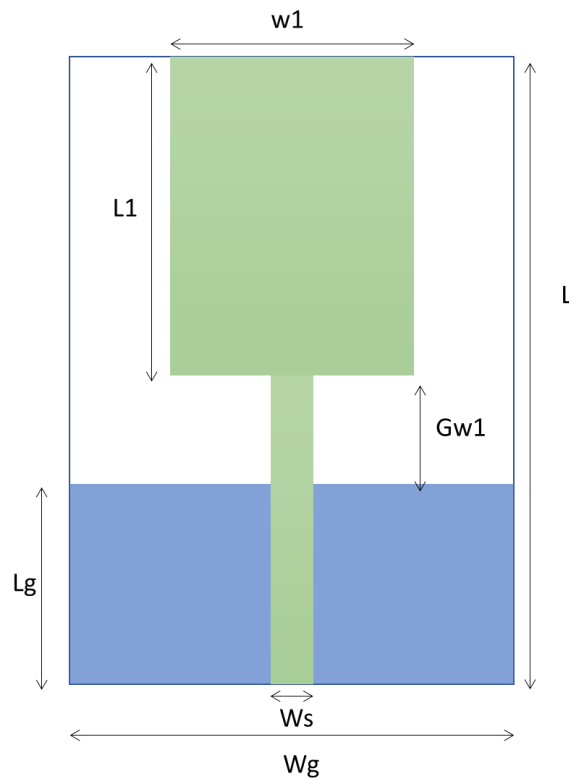


Figure III.2 : Illustration de la géométrie de l'antenne élémentaire.

III.4 Etapes de conception de l'antenne

La Modélisation de l'antenne élémentaire sous le logiciel CST est réalisée sur plusieurs étapes :

1. La sélection de l'application dans lequel la structure sera créée.
2. Le choix du type de l'antenne, dans notre cas, on choisit les antennes planaires.
3. Doit fixer la plage de fréquence dans laquelle on analyse le problème.
4. L'introduction des différents paramètres de l'antenne.

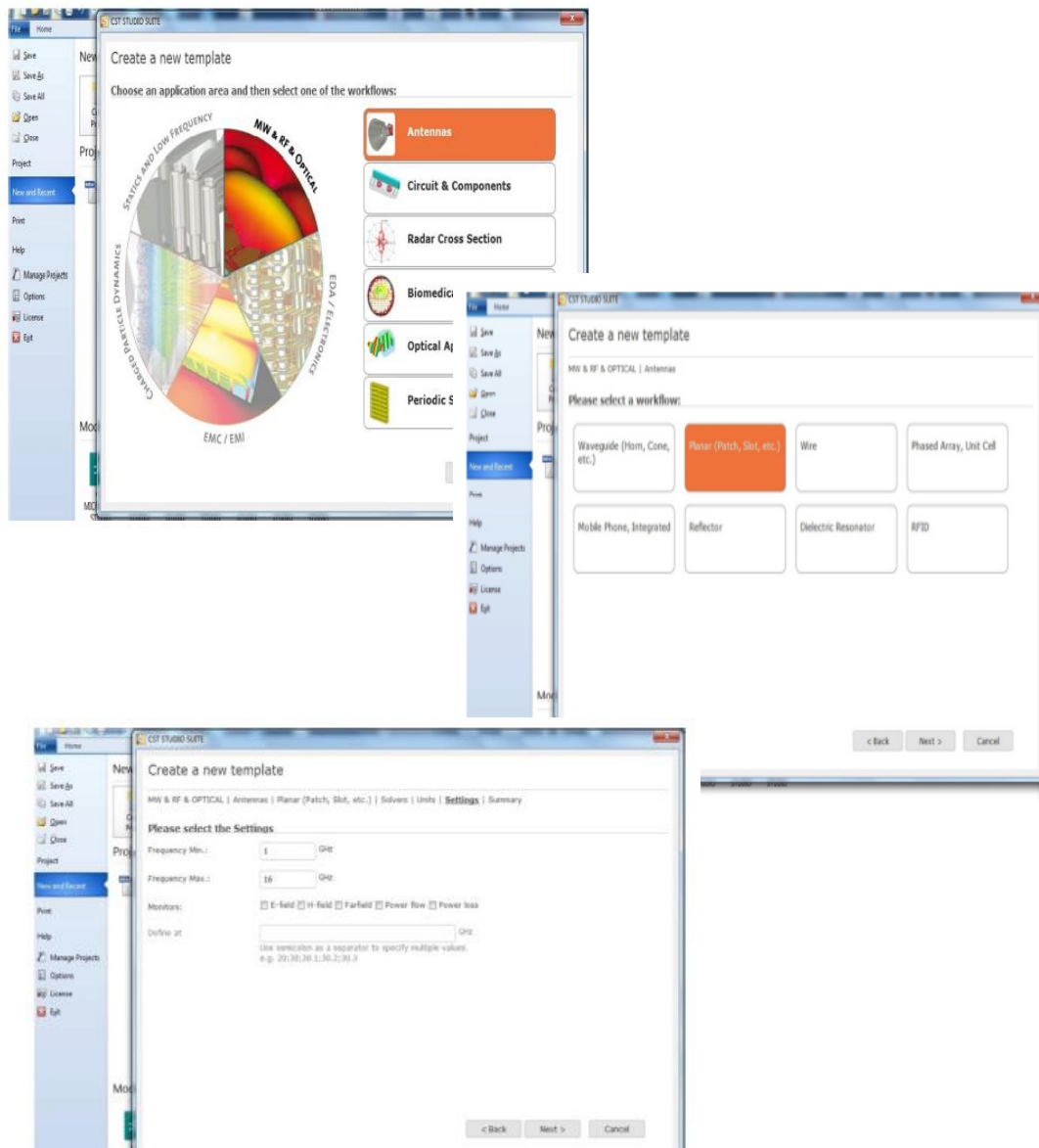


Figure III.3 : Conception d'une structure sous CST.

Le tableau 3.1 regroupe les dimensions de l'antenne élémentaire représentée sur la figure III.2. Cette structure sera simulée sous CST studio suite pour évaluer ses performances.

Tableau III.1 : Paramètres de l'antenne élémentaire.

Paramètre	Valeurs(mm)
L	33
Wg	30
L1	16.5
W1	12
Gw1	1.5
Lg	15
Ws	3.2

III.5 Résultats et discussions

La figure III.4 illustre la conception de l'antenne sous le logiciel CST.

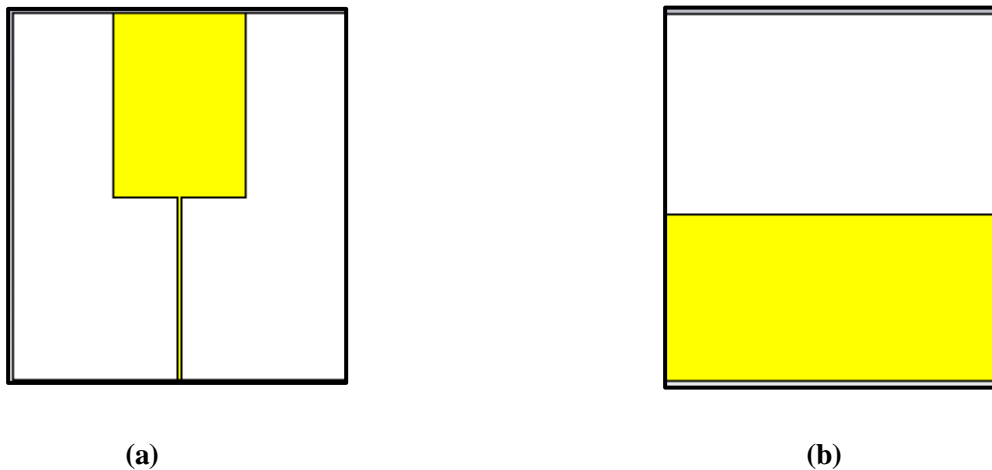


Figure III.4 : Géométrie de l'antenne ULB sous CST : (a) Vue de face, (b) Vue arrière.

Le coefficient de réflexion de l'antenne après simulation et représenté sur la figure III.5.

On peut clairement voir que cette antenne ne présente pas une adaptation une large bande de fréquence, chose qui ne répond pas à nos besoins et exigences.

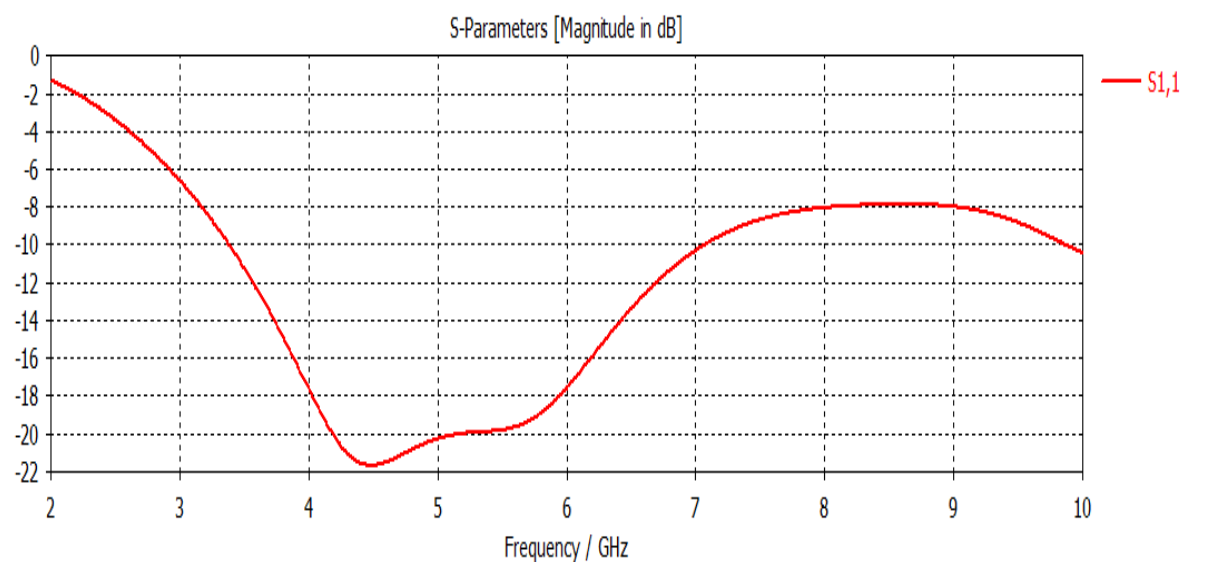


Figure III.5 : Géométrie de l'antenne ULB sous CST : (a) Vue de face, (b) Vue arrière.

Pour améliorer les performances de notre antenne, plusieurs modifications sont introduites sur la géométrie de l'antenne élémentaire. Une fonte en forme de H est gravée sur le patch et une encoche est ajoutée sur le plan de masse. La nouvelle structure de l'antenne est présentée sur la figure III.

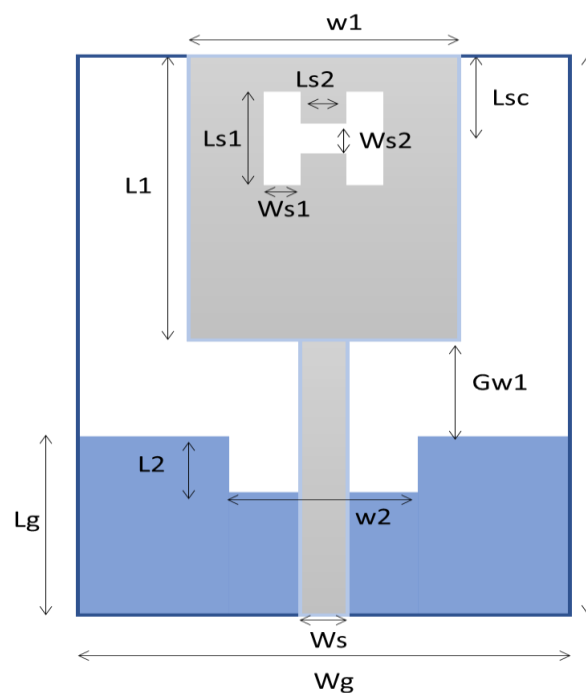


Figure III.6 : Géométrie finale de l'antenne ULB.

Les dimensions de l'antenne patch UWB CP proposée ont été optimisées pour obtenir de bonnes performances et les dimensions finales sont données dans le Tableau III.2.

Tableau III.2 : Paramètres optimisés de l'antenne ULB.

Paramètre	Valeur(mm)
L	33
Wg	30
L1	16.5
W1	12
Ws	3.2
Lg	15
Gw1	1.5
Lsc	4
Ls1	4.2
Ws1	2.1
Ls2	3
Ws2	0.5
L2	4
W2	5.2

L'antenne ULB a été simulée avec le logiciel commercial CST Microwave Studio. Les résultats de simulation à savoir le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement et le gain seront présentés et discutés dans cette partie.

a) Coefficient de réflexion et Rapport d'ondes stationnaires

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion S11 et du rapport d'ondes stationnaires VSWR de l'antenne proposée en fonction de la fréquence sont illustrés, respectivement, sur les figures III.7 et III.8.

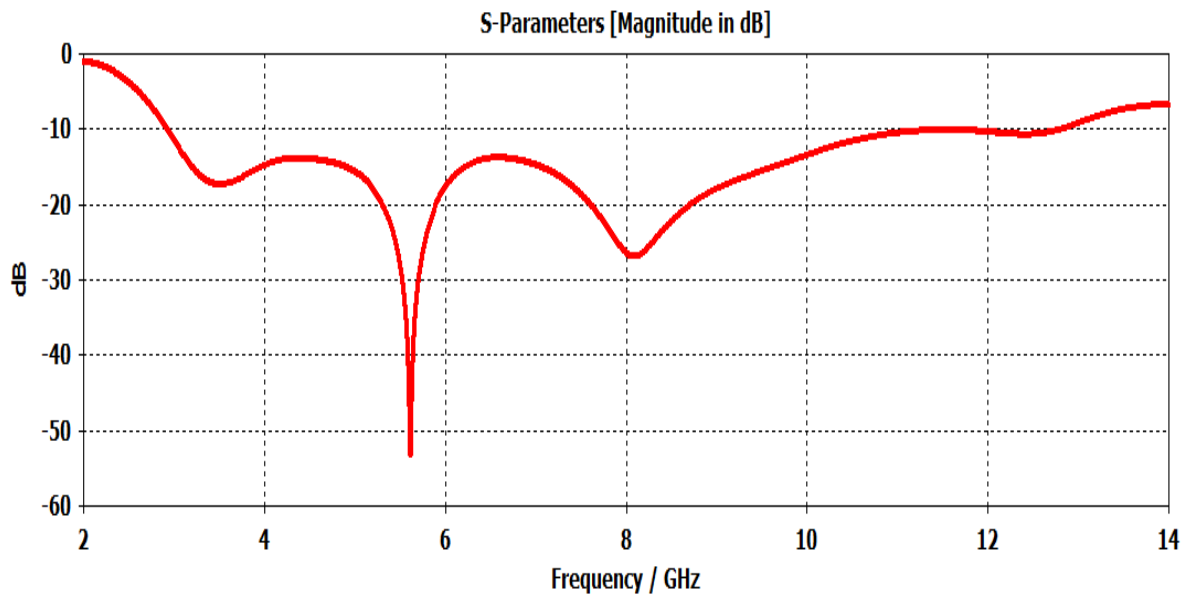


Figure III.7 : Coefficient de réflexion (en dB) de l'antenne ULB.

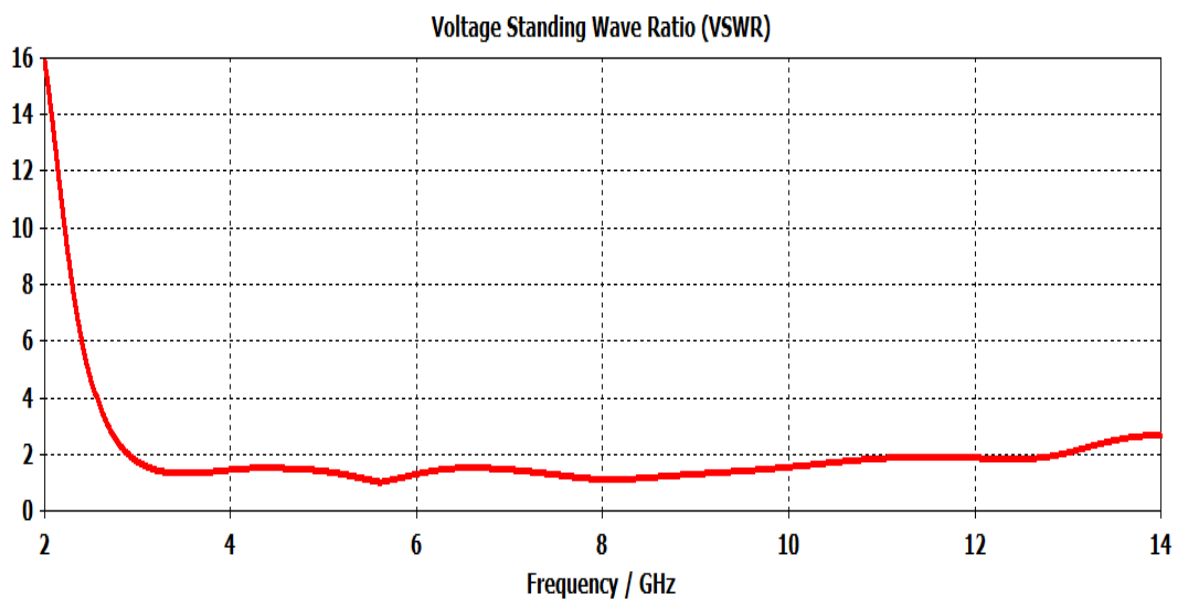


Figure III.8 : Rapport d'Ondes Stationnaires de l'antenne ULB.

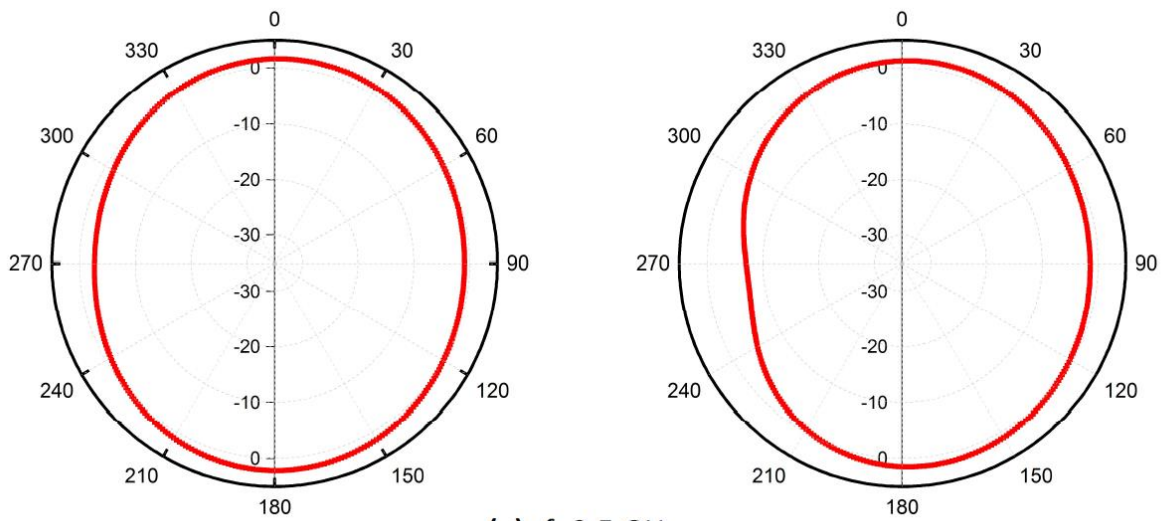
Comme on peut le voir sur les Figures III.7 et III.8, l'antenne ULB a un coefficient de réflexion (S_{11}) < -10 dB et un rapport d'ondes stationnaires (ROS) < 2 de 2.93GHz à 12.79 GHz, soit une bande passante de largeur 9.86 GHz.

D'après ces résultats, on peut conclure que l'utilisation de la technique d'alimentation avec une ligne micro ruban adaptée et un plan de masse tronqué a élargi significativement la bande passante de

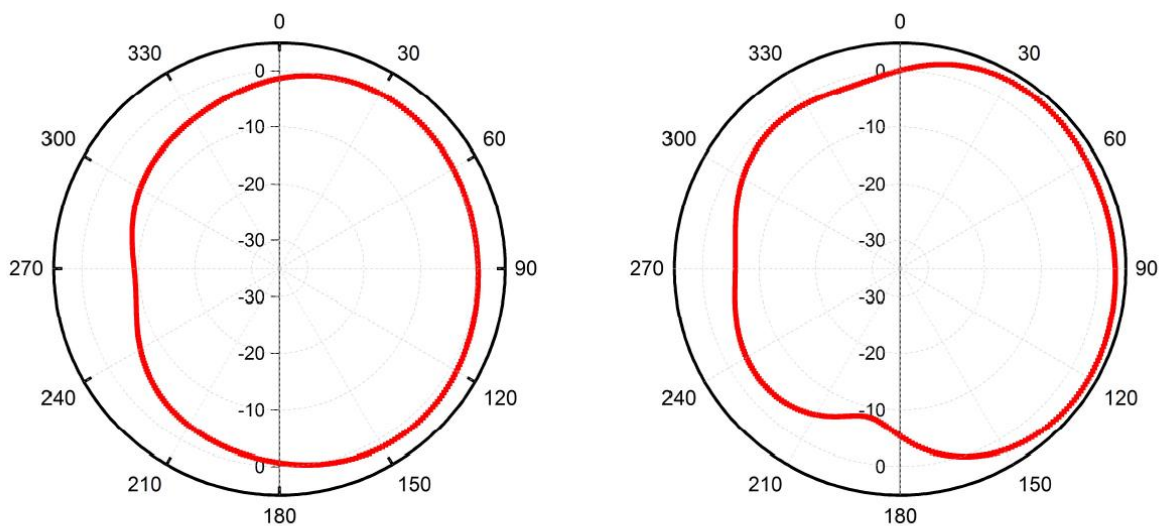
l'antenne sur une large bande de fréquence ce qui rend cette antenne convenable pour des applications GPR.

b) Caractéristiques de rayonnement

Nous allons présenter dans cette partie les caractéristiques de rayonnement de l'antenne ULB, à savoir le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne. L'antenne a été simulée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Les Figures III.9 (a, b, c, d) représentent, respectivement, les diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée dans le plan E et plan H pour les fréquences de résonances 3.5, 5.5, 7.5 et 10 GHz.



(a) $f=3.5$ GHz



(b) $f=5.5$ GHz

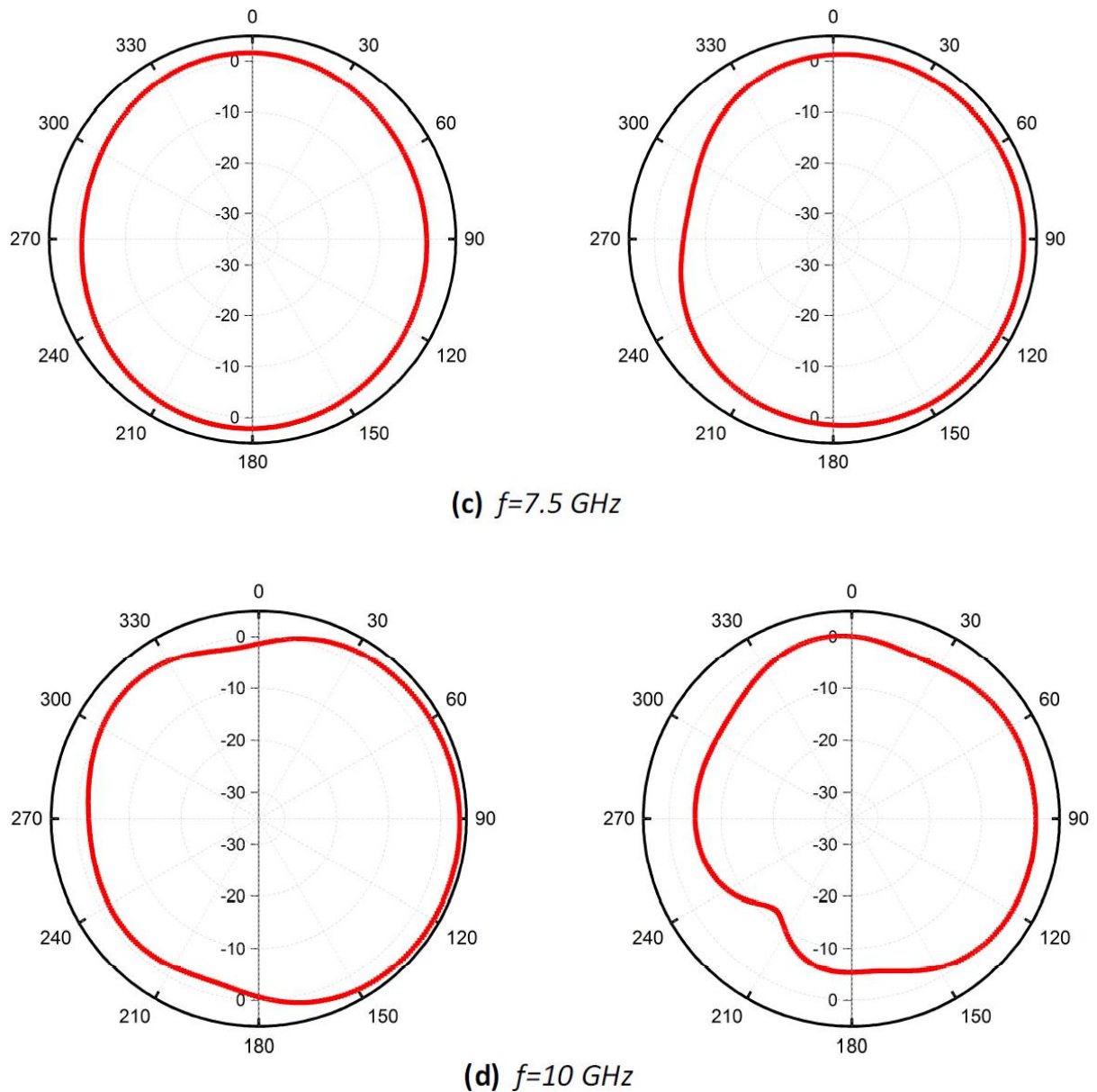


Figure III.9 : Diagramme de rayonnement dans les deux plans E et H de l'antenne ULB pour différentes valeurs de la fréquence.

D'après les Figures III.6 (a,b,c,d), nous pouvons clairement constater un comportement omnidirectionnel dans les deux plans E et H. De plus, les diagrammes de rayonnement sont plus ou moins stable sur toute la bande de fréquence.

La Figure III.10 montre les résultats de simulation du gain de l'antenne ULB en fonction de la fréquence.

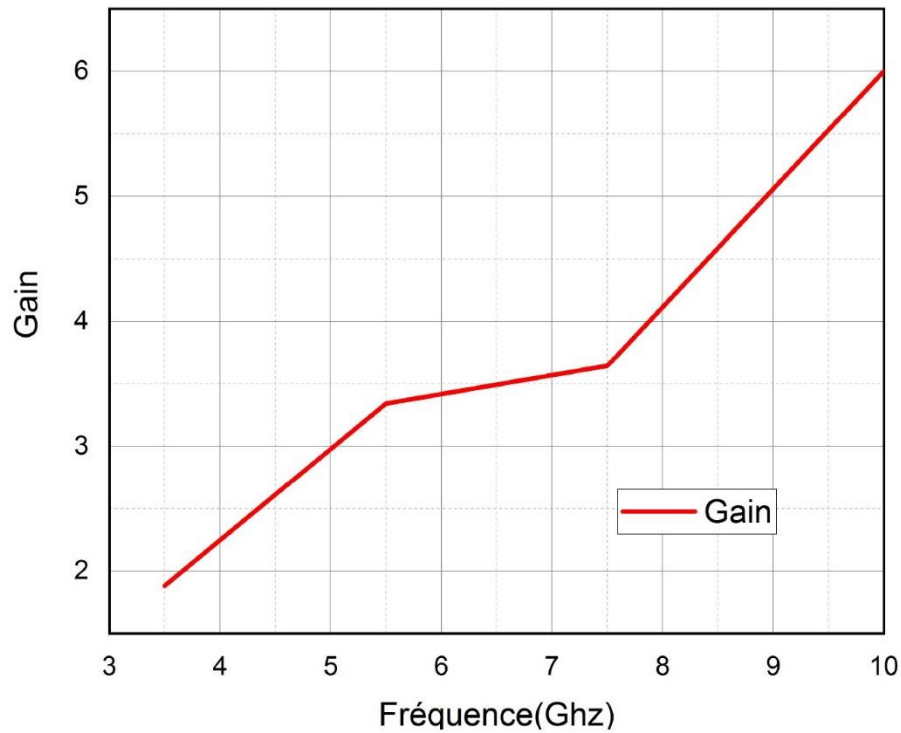


Figure III.10 :Gain de l'antenne

D'après les résultats de simulation de la Figure III.7, on peut constater que le gain de l'antenne augmente à mesure que la fréquence augmente jusqu'à 10 GHz où il atteint sa valeur maximale 6.13 dB.

III.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, la méthodologie de conception qui nous a permis de concevoir une antennes ULB a été présentée. La géométrie de l'antenne proposée a été optimisée en utilisant le logiciel CST.

Les simulations numériques de l'antennes conçue confirment l'efficacité des techniques utilisées et montrent qu'elles offrent une bonne performance. Par conséquent, on pourrait en conclure que notre conception peut être très utile pour les applications GPR.

Conclusion Générale

Le GPR est considéré comme l'une des applications technologiques de l'UWB par l'emploi des antennes UWB dans les systèmes GPR pour l'inspection des sous-surfaces où différentes profondeurs de pénétration sont nécessaires.

Il existe plusieurs antennes UWB proposées pour les systèmes GPR, mais la majorité d'entre eux sont complexes et / ou coûteux. Par conséquent, il est constamment nécessaire de concevoir des nouvelles structures caractérisées par une capacité élevée de pénétration pour différents systèmes GPR. Dans ce travail de mémoire de master, nous avons proposé une antenne en forme de rectangle, compacte facile à concevoir et à faible coût pour les applications GPR. Afin d'améliorer la bande passante de l'antenne proposée, un changement est inclus dans le plan de masse. Toutes les simulations présentées dans ce travail sont réalisées à l'aide de la version CST MicroWave Studio™.

Les résultats de simulation obtenus nous ont montré que l'antenne proposée a un coefficient de réflexion (S_{11}) < -10 dB et un rapport d'ondes stationnaires (ROS) < 2 de 2.93GHz à 12.79 GHz, soit une bande passante de largeur 9.86 GHz. De plus, ces résultats montrent que l'antenne présente des caractéristiques de rayonnement stable sur toute la bande passante. Ces résultats confirment l'utilité de l'antenne proposée pour les applications GPR.

Comme perspectives au travail entrepris dans ce mémoire, nous souhaitons :

- Compléter ce travail par une étude expérimentale.
- Faire une étude sur le radar lui-même et l'influence de ses composants sur l'onde EM.

Références bibliographiques

[1]. **DANIELS, David J.** Surface-penetrating radar. *Electronics & Communication Engineering Journal*, 1996, vol. 8, no 4, p. 165-182.

[2] **S. Koppenjan, M. Glassow, L. Conyers, D. Goodman, B. Silva**, « GPR Investigation of Chumash Indians Sites on Santa Cruz Island », 12th International conference on GPR, Birmingham, 2008.

[3]. **Mathieu Neyrat**, « Contribution à l'étude de G.P.R. (Ground Penetrating Radar) multi capteurs. Méthodes directes et inverses en temporel», Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2009.

[4]. **Rafaël Perez**, « Contribution à l'analyse théorique et expérimentale de radar grammes GPR. Performances des antennes - apports d'une configuration multistatique », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2005.

[5]. **Fabrice Hollander**, « Interprétation de la distorsion des signaux géo-radar propagés et réfléchis développement d'une tomographie par bandes de fréquences », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.

[6] **A. Olver and L. G. Cuthbert**, "FMCW radar for hidden object detection" *Radar and processing*, IEE Proceedings, vol. 135, issue 4, pp.354-361, Aout 1988.

[7]. **A. Novo, M. Grasmueck, D. A. Dave, H. Lorenzo**, « 3D GPR In Archaeology: What can be gained from Dense Data Acquisition and Processing», 13th International Conference on Ground Penetrating Radar, Birmingham, UK, 2008.

[8]. **P. M. Barone, E. Pettinelli, E. Mattei, A. De Santis, E. De Minicis**, « GPR Investigations in the Archaeological Area of Ferento », 41 special theme 7th International Conference Archaeological Prospection, Nitra 2007.

[9]. **A. M. Zoubir, L. J. Chant, L. C. Brown, B. Barkat, C. Abeynayake**, « Signal Processing Techniques for LandMine Detection Using Impulse Ground Penetrating Radar», *IEEE sensors journal*, 2002.

[10]. **D. P. Gader, M. Mystkowski, Z. Yunxin**, « LandMine Detection with Ground

Penetrating Radar using Hidden Markov Models», IEEE transactions on geosciences and remote sensing, vol. 39, 2001.

[11] **C. A. Balanis**, «Antenna theory analysis and design », John Wiley & Son, 3d Edition,2005.

[12] **A. Boyer** « Cours antennes», INSA Toulouse, octobre 2011.

[13] **H. G. Schantz**, "A Brief History of UWB Antennas," *IEEE UWBST Conference.Brownsboro*,2003.

[14] **V. H. Rumsey**, "frequency Independant Antennas," in , 1957, pp. 114-118.

[15] **Z. N. C. a. M. Y. W. Chia**, "Broadband Planar Antennas: Design and Applications," *JohnWiley & Sons, Ltd*, pp. 180-190, 2006.

[16] **N. Fortino**, "conception et caractérisation d'antennes imprimées pour les systèmes ULB impulsionnels," *thèse doctorat ,université de Nice-sophia Antipolis*, 2006.

[17] **L.BABOUR**, "Etude et Conception d'antennes Ultra Large Bande Miniaturisées en Impulsionnel," *thèse doctorat , Institut Polytechnique de Grenoble*, 2009.

[18] **R. S. K. P. C.LUXEY**, "Antennes imprimées Techniques et domaines d'application E3311,"*Techniques de l'Ingénieur*, pp. 1-9.

[19] **DOHLER, Mischa, OKON, Ernest, MALIK, Wasim, et al. (ed.)**. Ultra-Wideband Antennas and Propagation: For Communications, Radar and Imaging. *John Wiley & Sons*, 2006.

[20] **Z. N. Chen**, "Experiments on Input Impedance of Titled Planar monopole Antenna" *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 26, N°3, Aug. 2003.

[21] **O. M. W. G.H.Brown**, "Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas »*RCA review*, pp. 425-452, 1952.