



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

مركز تنمية التكنولوجيات المتطورة

Centre De Développement Des Technologies Avancées

المدرسة الوطنية العليا للتكنولوجيات المتقدمة

Ecole Nationale Supérieure des Technologies Avancées

Département : Génie électrique Et Informatique Industrielle

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme

d'Ingénieur d'Etat

-Filière-

Télécommunications

-Spécialité-

Systeme des Télécommunications et Réseaux

- Thème -

Etude, Conception, Réalisation et Tests d'une antenne imprimée LPDA Ultra Large Bande : Applications en chambre anéchoïque

Réalisé par

BENHAMZA Asma

Les membres de Jury :

ATROUZ Brahim	Président	MAA ENSTA
ZOUBIRI Bachir	Promoteur	MRB CDTA
BOUCHACHI Islem	Co-Promoteur	MCB ENSTA
OUNNAS Badreddine	Examineur	MCB ENSTA
BEGHAMI Sami	Examineur	MAA ENSTA

Alger, le 27/06/2024

Année universitaire 2023 –2024

Dédicace

Il n'y a rien de plus magnifique que de donner le fruit d'un travail accompli avec dévotion du fond du cœur à ceux que l'on aime, et de leur exprimer notre gratitude et notre reconnaissance tout au long de notre vie.

Je dédie ce travail :

À la mémoire de mes chers grand-mère paternelle et grand-père maternel qui ont eu une place spéciale dans mon cœur. Que Dieu, le miséricordieux, les accueille dans son éternel paradis.

À mon père, qui a toujours été présent pour moi, prêt à donner le meilleur de lui-même pour m'encourager, m'orienter et faire des sacrifices pour ma réussite. Ton soutien est inestimable et contribue à façonner la personne que je deviens aujourd'hui.

À ma mère, qui a été à mes côtés tout au long de ce parcours. Ton soutien moral indéfectible et ta présence constante sont des piliers dans ma vie.

À ma chère et unique sœur Kamelia, sache que je suis immensément fière de toi, de ton courage, ta détermination et ton dévouement qui t'amèneront à devenir la meilleure des médecins. Ton courage m'a inspirée et m'a aidée à aller de l'avant.

À mon meilleur ami Fateh, pour être celui qui a toujours su me remonter le moral quand ça n'allait pas, pour chaque éclat de rire partagé, chaque moment difficile surmonté, pour ta présence constante.

À toute ma famille, mes tantes, oncles, cousins et cousines.

À tous mes amis : Soumaya, Samy, Rima, Aya, Malika, Lyna, Djazia, Afnane.

Remerciement

Avant tout, je tiens à remercier ALLAH le plus puissant qui m'a donné le courage, la volonté et le pouvoir de réaliser ce modeste travail.

Aux termes de ce travail, je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mes encadrants, Mr Bouchachi et Mr Zoubiri pour leurs précieuses explications qui ont éclairé mon chemin dans la recherche. Ce travail n'aurait pas pu aboutir avec succès sans leur précieuse contribution.

J'exprime mes profonds remerciements aux membres du jury pour leur participation dans le jugement de mon travail.

Je remercie tous mes professeurs de l'ENSTA (ex ENST) et aussi de l'ENSTA (ex ESSA) où j'ai effectuée ma prépa qui ont contribué à ma formation de manière significative. Leur expertise, leur engagement et leur soutien ont été essentiels à mon développement académique et professionnel.

Ainsi, je tiens également à remercier tous ceux qui m'ont aidée tout le long de la réalisation de ce travail de près ou de loin.

ملخص

يتعلق هذا المشروع بتصميم وتصنيع هوائي Yagi فائق العرض (ULB) المناسب لتطبيقات الغرف كاتمة للصدى. توفر الغرف عديمة الصدى بيئة خاضعة للرقابة لاختبار الهوائيات دون تدخل خارجي، وهو أمر ضروري لضمان الأداء الأمثل. الهدف من هذا المشروع هو تقديم دليل شامل لتصميم وبناء هوائي Yagi فائق الاتساع (ULB) مع عاكس لاستخدامه كهوائي إرسال في غرفة كاتمة للصدى، مع التركيز على التحليل النظري والمحاكاة والنماذج الأولية و التحقق التجريبي.

الكلمات الدالة : الهوائي، LPDA، معامل الانعكاس S11، الكسب، الاتجاهية، القطع المكافئ، العاكس.

Résumé

Ce projet concerne la conception et la fabrication d'une antenne Yagi ultra-large bande (ULB) adaptée aux applications en chambre anéchoïque. Les chambres anéchoïques fournissent un environnement contrôlé pour tester les antennes sans interférence externe, ce qui est essentiel pour garantir des performances optimales. Le but de ce projet est de fournir un guide complet sur la conception et la construction d'une antenne Yagi ultra-large bande (ULB) avec réflecteur pour utilisation autant qu'antenne émettrice en chambre anéchoïque, en mettant l'accent sur l'analyse théorique, la simulation, le prototypage et la validation expérimentale.

Mots clés : Antenne , LPDA , coefficient de réflexion S11 , gain , directivité, parabole, réflecteur.

Abstract

This project concerns the design and manufacture of an ultra-wideband (ULB) Yagi antenna suitable for anechoic chamber applications. Anechoic chambers provide a controlled environment for testing antennas without external interference, which is essential to ensure optimal performance. The aim of this project is to provide a comprehensive guide to the design and construction of an ultra-wideband (ULB) Yagi antenna with reflector for use as a transmitting antenna in an anechoic chamber, with emphasis on the theoretical analysis, simulation, prototyping and experimental validation.

Keywords: Antenna, LPDA, S11 reflection coefficient, gain, directivity, parabola, reflector.

Table des matières

Introduction générale	2
1 Propriétés générales des antennes	4
1.1 Introduction	5
1.2 Types d'antennes	5
1.3 Caractéristiques des antennes	7
1.3.1 Impédance d'entrée d'une antenne	7
1.3.2 Coefficient de réflexion d'une antenne	8
1.3.3 Diagramme de rayonnement et ouverture angulaire	9
1.3.4 Directivité et Gain	11
1.3.5 Polarisation	12
1.3.6 Le ROS : Rapport d'Ondes Stationnaires	13
1.3.7 La fréquence de résonance et la bande passante	14
1.3.8 Le rendement	15
1.4 Les antennes Ultra Large Bande	15
1.4.1 Définition de la technologie ULB	15
1.4.2 Classification des antennes ULB	16
1.4.3 Applications de la technologie ULB	17
1.5 Les chambres anéchoïques	17
1.5.1 Types de chambres anéchoïques	17
1.5.2 Absorbeurs RF	18
1.5.3 Taille d'une chambre anéchoïque	20
1.5.4 Banc de mesure dans une chambre anéchoïque	20
1.6 Les réflecteurs paraboliques	22
1.6.1 Définition	22

1.6.2	Géométrie d'un réflecteur parabolique	22
1.6.3	Types d'alimentation pour réflecteurs paraboliques	24
2	Conception d'une antenne Yagi log-periodique	26
2.1	Introduction	27
2.2	Définition d'une antenne Yagi log-périodique	27
2.2.1	Historique des antennes Yagi et LPDA	27
2.2.2	Définition des LPDAs	28
2.3	Techniques d'alimentation d'une LPDA	29
2.4	Fonctionnement d'une LPDA	30
2.5	Design d'une LPDA	33
2.6	Étude paramétrique	36
2.6.1	Alimentation avec une ligne 50 Ω	36
2.6.2	Alimentation avec SMA	38
2.7	Conclusion	40
3	Conception d'une LPDA avec un réflecteur parabolique	42
3.1	Introduction	43
3.2	Présentation du logiciel CST Studio Suite	43
3.3	Cahier de charge	43
3.4	Paramètres et Design de l'antenne	44
3.5	Résultats et discussions	45
3.5.1	Coefficient de réflexion S11	45
3.5.2	Le ROS de l'antenne	46
3.5.3	Distribution du courant	47
3.5.4	Gain et directivité	47
3.5.5	Diagrammes de rayonnement	48
3.6	Ajout d'un réflecteur parabolique	50
3.6.1	Étude paramétrique	51
3.7	Étude de l'antenne avec une parabole à dimensions connues	55
4	Réalisation et caractérisation de l'antenne LPDA	59
4.1	Introduction	60
4.2	Réalisation de l'antenne	60

TABLE DES MATIÈRES

4.2.1	Réalisation de l'antenne PLPDA étudiée en chapitre 2	61
4.2.2	Réalisation de l'antenne PLPDA étudiée en chapitre 3	63
4.3	Mesure des diagrammes de rayonnement	66
4.3.1	Diagrammes de rayonnement en $f=2.4\text{Ghz}$	66
4.3.2	Diagrammes de rayonnement en 9Ghz	67
4.4	Gain de l'antenne pour une fréquence de 9GHZ	68
4.5	Conclusion	70
	Conclusion générale et perspectives	72
	A Réalisation d'une table tournante semi-automatique	A

Table des figures

1.2	Exemples de différentes antennes	6
1.3	Représentation de l'impédance d'une antenne	7
1.4	Régions du champ d'une antenne	10
1.5	Différentes représentations du diagramme de rayonnement	11
1.6	Types de polarisation	13
1.7	Exemple du $ S_{11} $ d'une antenne en fonction de la fréquence et de la bande passante à -10 dB	14
1.8	La technologie ULB	16
1.9	Chambre sourde	19
1.10	Chambre anéchoïque électromagnétique	19
1.11	absorbeur pyramidal	19
1.12	onde incidente pénétrant l'absorbant	19
1.13	Montage de mesure dans une chambre anéchoïque	20
1.14	Structure de base d'une antenne parabolique	22
1.15	paramètres de l'antenne parabolique	23
1.16	Types d'alimentation pour un réflecteur parabolique	25
2.1	Hidetsugu Yagi avec l'une des premières antennes que lui et Uda ont développées	28
2.2	(a) Antenne log-périodique circulaire (b) Antenne log-périodique trapézoïdale (c) Antenne dipôle	29
2.3	Connecteur SMA	30
2.4	Structure d'une LPDA	31
2.5	Le graphique de Carrel pour déterminer le gain à partir de la courbe du facteur d'échelle par rapport au facteur d'espacement [28]	31
2.6	Design de l'antenne	35

2.7	face de l'antenne	35
2.8	face arrière de l'antenne	35
2.9	Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence (GHz) de l'antenne	35
2.10	S11 pour différentes valeurs du paramètre τ	37
2.11	S11 pour différentes largeurs de la ligne	37
2.12	alimentation de l'antenne avec un SMA	39
2.13	face arrière de l'alimentation de l'antenne	39
2.14	S11 avec alimentation par ligne coaxiale SMA	39
2.15	S11 pour différentes valeurs de WS1	39
2.16	S11 pour différentes valeurs de g	40
3.1	Structure finale avec quelques paramètres généraux	45
3.2	coefficient de réflexion S11 de la structure	46
3.3	Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) de la structure	46
3.4	Distribution du courant sur la surface de la structure pour différentes fréquences	47
3.5	directivité et gain de l'antenne	48
3.6	Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire 1D sur le plan E pour différentes fréquences	49
3.7	Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire 1D sur le plan H pour différentes fréquences	50
3.8	parabole avec LPDA	51
3.9	Gain de la LPDA avec parabole	51
3.10	Représentations pour différentes valeurs du diamètre avec leurs distances focales correspondantes sur CST	52
3.11	Gains pour différents D	52
3.12	Représentations pour différentes valeurs de la profondeur de la parabole H	53
3.13	Gains pour différents H	53
3.14	Représentations pour différentes distances focales sur CST	54
3.15	Gains pour des valeurs de F inférieures à 100 mm	54
3.16	Gains pour des valeurs de F supérieures à 100 mm	54
3.17	Parabole dotée de l'antenne LPDA comme alimentation	55
3.18	Gain correspondant	56

3.19	Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires pour différentes fréquences pour une LPDA en plan E	56
3.20	Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires pour différentes fréquences avec une antenne LPDA en plan H	57
3.21	Diagrammes de rayonnement en 3D	58
4.1	Impression de la version DXF sur un papier transparent	60
4.2	Exposition à la lumière Ultraviolette	60
4.3	Immersion dans les deux produits	61
4.4	PLPDA fonctionnant jusqu'à 7Ghz	62
4.5	Mesure du S11 de l'antenne à l'aide d'un VNA	62
4.6	Superposition du S11 simulé et mesuré	63
4.7	PLPDA fonctionnant jusqu'à 12Ghz	63
4.8	S11 mesuré à l'aide du VNA	64
4.9	Mesure de L'impédance d'entrée de l'antenne à l'aide du VNA	64
4.10	S11 simulé et mesuré de l'antenne LPDA étudiée en chapitre 3 fonctionnant de 2 à 12Ghz	65
4.11	ROS mesuré	65
4.12	diagrammes de rayonnement superposés avec ceux de simulation sur les plans (a) E et (b) H pour la fréquence 2.4Ghz	67
4.13	Diagrammes de rayonnement pour la LPDA sans parabole superposés avec ceux de simulation sur les plans (a) E et (b) H pour la fréquence 9 Ghz	67
4.14	Diagrammes de rayonnement pour la LPDA avec parabole superposés avec ceux de simulation sur les plans (a) E et (b) H pour la fréquence 9 Ghz	68
4.15	Dispositif dans une chambre anéchoïque pour mesurer la puissance transmise par une antenne cornet	69
A.1	câblage des composants	B
A.2	code Arduino	B
A.3	Table tournante conçue	B

Liste des tableaux

1.1	Types d'antennes et leurs applications[5]	6
1.2	Classification des antennes ULB	16
2.1	Tableau de valeurs initiales	33
2.2	Caractéristiques des matériaux	34
2.3	Tableau des valeurs des dipôles	34
2.4	variations de valeurs pour l'étude paramétrique	36
3.1	Cahier de charges	44
3.2	Caractéristiques des matériaux	44
3.3	Paramètres de l'antenne	45
3.4	Étude paramétrique sur la distance focale F	54

Liste des abréviations

ULB Ultra Large Bande

LPDA Log Periodic Dipole Array : Réseau de Dipôles Log-Périodiques

PLPDA Printed Log Periodic Dipole Array : Réseau de Dipôles Log-Périodiques imprimé

HF Hautes fréquences

VHF Very(très) Hautes Fréquences

UHF Ultra Hautes Fréquences

RF Radio - fréquence

VNA Vector Network Analyze : Analyseur de Réseau Vectoriel

HPBW Half-Power Beam Width :largeur de faisceau à mi-puissance

VSWR Voltage Standing Wave Ratio :Taux d'onde Stationnaire ROS

BP Bande Passante

CEM Compatibilité électromagnétique

PCB Printed Circuit Board : Carte de Circuit Imprimé

AUT Antennes à Teste

Liste des symboles

Z_{ant}	Impédance d'entrée
R_{ant}	Partie réelle de l'impédance d'entrée
X_{ant}	Partie imaginaire de l'impédance d'entrée
R_{ray}	Résistance de rayonnement
R_{pertes}	Résistance de pertes
Γ, S_{11}	Coefficient de réflexion
T	Coefficient de transmission
Z_c	Impédance caractéristique
U_0	l'intensité de rayonnement dans une direction spécifique
U_m	l'intensité de rayonnement moyenne sur toutes les directions
P_{in}	Puissance d'entrée
P_{ray}	Puissance rayonnée
D	Diamètre de l'antenne
λ	Longueur d'onde du signal électromagnétique
H	Profondeur de l'antenne
τ	facteur d'échelle
σ	Facteur d'espacement
α	Angle d'ouverture
L_n	Longueurs des dipôles
W_n	Largeurs des dipôles
S_n	Espacement entre les dipôles

Introduction générale

Introduction générale

Dans un monde de plus en plus connecté et technologiquement avancé, les antennes jouent un rôle essentiel dans la transmission et la réception des signaux électromagnétiques [1]. Les chambres anéchoïques fournissent un environnement contrôlé pour tester et caractériser ces antennes dans des conditions quasi-réelles sans interférence externe.

La nature des antennes utilisées comme antennes de référence en chambres anéchoïques est qu'elles soient directionnelles, larges bandes, à gain élevé et constant. Les antennes cornets se distinguent par leur large bande passante, leur directivité élevée et leur gain important. Elles sont souvent utilisées comme antennes de référence dans les chambres anéchoïques, où elles permettent de tester et de caractériser d'autres antennes dans des conditions contrôlées. Cependant, l'antenne Cornet présente des inconvénients majeurs tels que leur coût élevé, la difficulté de fabrication nécessitant une grande précision, et leur poids élevé en basses fréquences.

En tant qu'alternative aux antennes cornet, les antennes à réseau de dipôles log-périodiques (LPDAs) offrent plusieurs avantages. Elles sont relativement peu coûteuses à fabriquer, faciles à concevoir et présentent une large bande passante. De plus, elles peuvent être conçues pour obtenir un gain directionnel élevé sur une plage de fréquences spécifiques[2]. Cependant, les antennes LPDA présentent également certains problèmes. Leur gain est généralement plus faible que celui des antennes cornet, et leur directivité peut être moins précise. De plus, leur simulation et conception peut être plus complexe de plus en plus qu'on monte en fréquences.

Le Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA), un centre de recherche algérien dans lequel j'ai effectué mon stage de fin d'étude, est confronté à un défi majeur : le coût exorbitant et le poids élevé des antennes cornets utilisées dans ses laboratoires de tests d'antennes. Face à cette problématique, ce mémoire propose une solution alternative : la conception, la fabrication et le test d'une antenne LPDA (antenne à réseau logarithmique à éléments espacés) adaptée aux applications en chambre anéchoïque. Cette antenne LPDA devra répondre à des exigences spécifiques : une large bande passante pour couvrir une plage de fréquences étendue et un gain directionnel élevé et constant.

L'objectif ultime est de fournir aux chercheurs, ingénieurs et professionnels des communications une méthodologie précieuse pour développer des antennes optimisées, performantes et moins coûteuses qui répondent aux exigences spécifiques des applications en chambres anéchoïques, tout en ouvrant la voie à de nouvelles avancées dans les communications sans fil.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre explorera les généralités des antennes, en fournissant un aperçu des principes fondamentaux de fonctionnement des antennes, ainsi qu'une revue des différentes classifications et caractéristiques des antennes. Cette section jettera les bases nécessaires à la compréhension des concepts abordés dans les chapitres suivants.

Le deuxième chapitre se penchera sur la conception d'une antenne log-périodique, une structure bien établie dans le domaine des antennes en raison de sa capacité à offrir une large bande passante et une directivité élevée. Ce chapitre détaillera les principes de conception de cette antenne en se basant sur les concepts théoriques ainsi, une étude paramétrique sera faite pour tester l'effet de chaque paramètre sur la réponse de l'antenne.

Le troisième chapitre présentera les résultats détaillés des simulations d'une antenne LPDA, y compris la discussion des résultats obtenus. Un réflecteur parabolique sera ajouté pour augmenter le gain, répondant aux exigences d'une antenne d'émission dans une chambre anéchoïque.

Dans le quatrième chapitre, nous fabriquerons l'antenne LPDA étudiée dans le chapitre 3 et mesurerons les diagrammes de rayonnement à deux fréquences différentes, une en basses et une en hautes fréquences et calculerons son gain. Nous comparerons ces résultats avec les simulations précédemment obtenues et nous conclurons.

Nous terminons ce mémoire avec une conclusion et en présentant nos perspectives.

Chapitre 1

Propriétés générales des antennes

1.1 Introduction

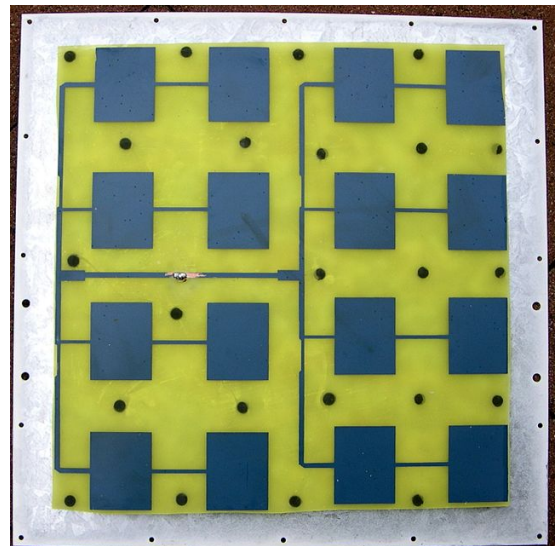
Les antennes étant une interface entre l'émetteur / récepteur et l'espace libre sont utilisées dans plusieurs systèmes pour différents objectifs. Quelques systèmes sont conçus en fonction des propriétés directionnelles des antennes, dans d'autres, les antennes sont simplement utilisées pour rayonner de l'énergie électromagnétique de manière omnidirectionnelle, et dans certains autres systèmes, elles sont utilisées à des fins de communication point à point, où une augmentation du gain et une réduction des interférences sont requises [3]. Ce chapitre offre une vue d'ensemble des principes fondamentaux des antennes, en explorant leurs différentes formes, leurs caractéristiques de base tels que la directivité, le gain et la polarisation, qui déterminent les performances des antennes dans différentes configurations.

1.2 Types d'antennes

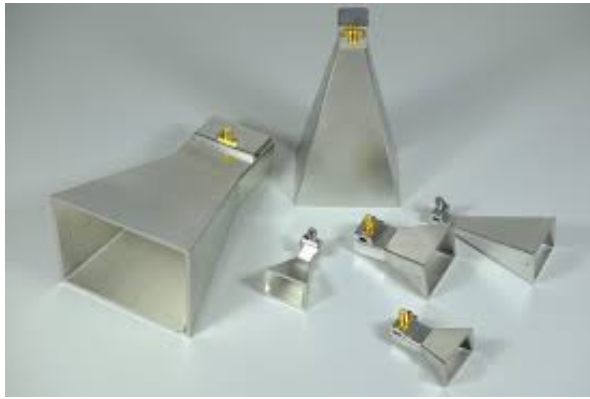
L'antenne est un dispositif qui permet d'émettre et/ou de recevoir une onde électromagnétique. On distingue deux grandes catégories d'antennes : **les antennes omnidirectionnelles** qui peuvent émettre dans toutes les directions et **les antennes sectorielles (directives)** qui émettent un signal dans une seule direction (celle vers laquelle elles sont orientées) [4]. La grande majorité des antennes utilisées sont les antennes directionnelles (sectorielles).



(a) Antenne filaire



(b) Réseau d'antennes Patch



(c) Antennes Cornet



(d) Réflecteur parabolique

Figure 1.2 – Exemples de différentes antennes

on peut classer les types d'antennes selon la table 1.1 [5].

Types d'antennes	Exemples	Applications
Antennes filaires	Antenne dipôle, Antenne monopole, Antenne hélicoïdale, Antenne boucle	communications HF , structures architecturales, embarcations maritimes, véhicules terrestres, et professions liées à l'exploration spatiale
Antennes à ouverture	Guide d'ondes, Antenne cornet	Applications encastrées, avion, vaisseau spatial
Antennes micro-ruban (imprimées)	De configuration circulaire, plaque métallique de forme rectangulaire positionnée au-dessus du plan de référence	Avion, satellites, missiles, voitures, téléphones portables...etc
Antennes à réflecteur	Réflecteurs paraboliques	Communication par micro-ondes, radioastronomie
Antennes réseau	L'antenne Yagi-Uda, Réseau de patchs à micro-bandes, Réseau de guides d'ondes à fentes	Applications à très haut gain, surtout quand il faut contrôler le diagramme de rayonnement

Table 1.1 – Types d'antennes et leurs applications[5]

1.3 Caractéristiques des antennes

1.3.1 Impédance d'entrée d'une antenne

Dans une chaîne de transmission radio-fréquence, le générateur et la charge sont des composants essentiels. En mode émission, le générateur est représenté par le circuit de sortie de l'émetteur, tandis que la charge est l'antenne qui émet les signaux électromagnétiques. En revanche, en mode réception, l'antenne agit comme le générateur qui capte les signaux électromagnétiques, tandis que le circuit d'entrée du récepteur constitue la charge.

Du point de vue du circuit, une antenne est caractérisée par son impédance d'entrée, notée " Z_{ant} ". Cette impédance est complexe et se compose d'une partie réelle R_{ant} et d'une partie imaginaire X_{ant} [4] comme représentée sur la figure ??, reliées par l'expression 1.1.

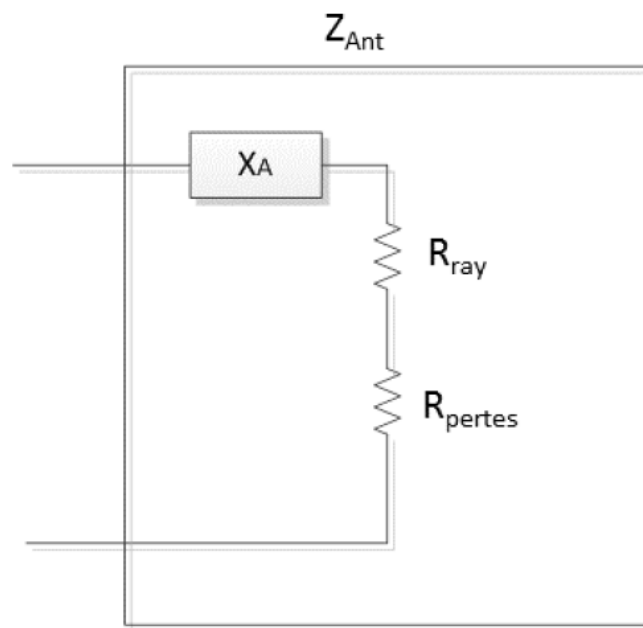


Figure 1.3 – Représentation de l'impédance d'une antenne

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} \quad (1.1)$$

La partie réelle de l'impédance d'entrée englobe la résistance de rayonnement R_{ray} et la résistance de pertes R_{pertes} , comme défini dans l'équation 1.2. La résistance de rayonnement représente l'énergie émise par l'antenne, tandis que la résistance de pertes comprend les pertes

de conduction, les pertes diélectriques et les pertes d'ondes de surface de l'antenne [6].

$$R_{ant} = R_{ray} + jR_{pertes} \quad (1.2)$$

1.3.2 Coefficient de réflexion d'une antenne

En général, lorsqu'une onde incidente traverse une interface entre deux milieux de propagation différents, une partie de cette onde est réfléchiée et une autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Les coefficients de réflexion, noté Γ , et de transmission, noté T , quantifient ces deux parties respectivement. Ces coefficients sont liés par l'expression 1.3 qui traduit la conservation de l'énergie :

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1 \quad (1.3)$$

Pour maximiser la transmission de puissance entre différents éléments d'un circuit, il est nécessaire que le coefficient de réflexion soit minimisé. Pour cela, les éléments d'une chaîne de transmission radio-fréquence sont conçus pour être adaptés à une impédance caractéristique Z_c . Cette impédance peut varier en fonction de l'application. Pour les applications grand public tels que la réception TV terrestre ou satellite, elle est de 75 ohms, mais dans les environnements professionnels, l'impédance de 50 ohms est la plus courante [7].

Le coefficient de réflexion d'une antenne est un rapport entre l'onde incidente et l'onde réfléchiée, présenté dans l'équation 1.4.

$$\Gamma = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} \exp(2jkz) = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \exp(2jk(z - 1)) \quad (1.4)$$

- Γ est le coefficient de réflexion,
- V_0^+ est l'amplitude du signal incident,
- V_0^- est l'amplitude du signal réfléchi,
- Z_{ant} est l'impédance caractéristique de l'antenne,
- Z_c est l'impédance caractéristique du milieu environnant,
- k est le nombre d'onde
- z est la position le long de la ligne de transmission.

L'équation 1.5 permet de déterminer le paramètre de réflexion S11 (Γ) pour $z=1$.

$$\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \quad (1.5)$$

Le coefficient de réflexion peut également être exprimé en décibels, sous la forme du paramètre S_{11} , défini dans l'équation 1.6.

$$|S_{11}|_{\text{dB}} = 20 \cdot \log(\Gamma) \quad (1.6)$$

De la même façon, on peut aussi déterminer le Rapport d'Onde Stationnaire ROS (VSWR en anglais) par le rapport entre la tension maximale à la tension minimale.

$$\text{VSWR} = \frac{V_{\text{max}}}{V_{\text{min}}} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (1.7)$$

Et inversement :

$$S_{11} = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (1.8)$$

1.3.3 Diagramme de rayonnement et ouverture angulaire

Régions du champ électromagnétique

Le champ électromagnétique émis par une antenne varie selon sa distance. Trois régions distinctes peuvent être identifiées :

- **Région de Rayleigh** ou la zone du champ proche réactif, représente la proximité immédiate de l'antenne. C'est là que le champ réactif induit par la partie réactive de l'impédance d'entrée de l'antenne prédomine. Cette zone s'étend jusqu'à une distance R_1 (Équation 1.9), et la distribution du rayonnement de l'antenne n'y est pas uniforme.

$$R_1 = 0.62\sqrt{D^3/\lambda} \quad (1.9)$$

où :

- D est le diamètre ou la dimension caractéristique de l'antenne (en mètres),
- λ est la longueur d'onde du signal électromagnétique (en mètres).

- **Région de Fresnel** ou la zone du champ proche radiatif. Elle s'étend de R_1 à R_2 (Équation 1.10). Cette zone se caractérise par une distribution du champ électromagnétique rayonné qui varie en fonction de la distance par rapport à l'antenne. Pour les antennes de petite dimension, cette zone pourrait être inexistante[8].
- **Région de Fraunhofer** c'est la zone du champ lointain. Elle commence au-delà d'une distance supérieure à R_2 . Dans cette zone, la distribution du champ électromagnétique

est indépendante de la distance par rapport à l'antenne. Avec l'augmentation du rayon de courbure des ondes, les ondes rayonnées peuvent être considérées comme planes.

$$R_2 = 2D^2/\lambda \quad (1.10)$$

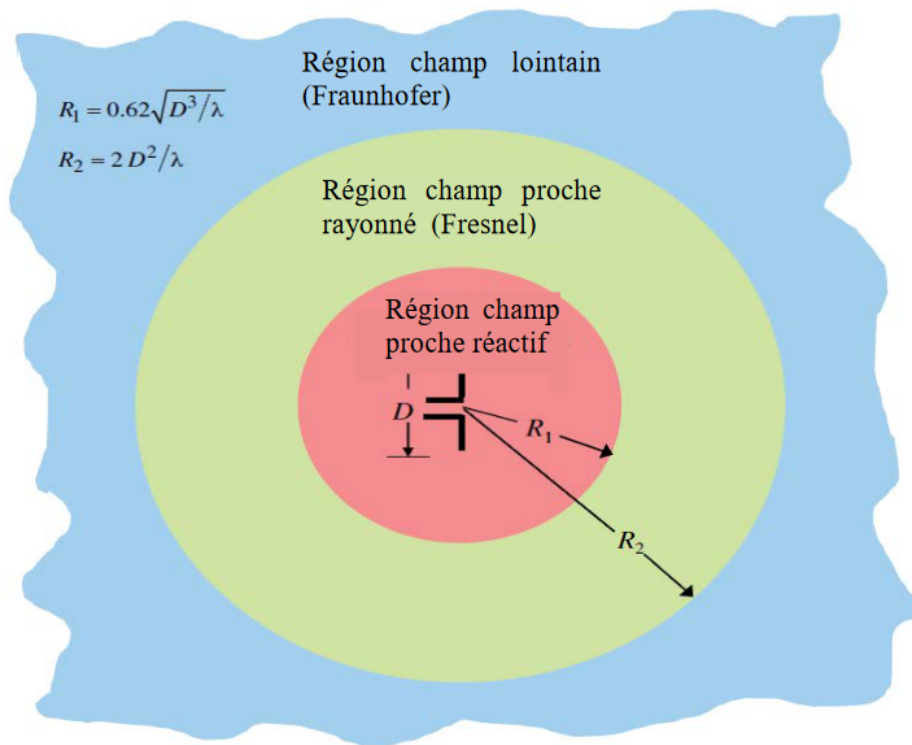


Figure 1.4 – Régions du champ d'une antenne

Un diagramme de rayonnement d'antenne est une fonction mathématique ou une représentation graphique des caractéristiques de rayonnement de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales, il est déterminé dans la région du champ lointain et présenté en fonction des coordonnées directionnelles. Les caractéristiques de rayonnement comprennent la densité de flux de puissance, l'intensité de rayonnement, le module du champ, la directivité ou la polarisation. La caractéristique la plus significative est la distribution spatiale en deux ou trois dimensions de l'énergie rayonnée en fonction de la position de l'observateur [9]. Le rendement des antennes à polarisation linéaire est décrit en termes des deux plans E et H qui contiennent tous les deux la direction du rayonnement maximal. Le plan E est défini comme étant le plan contenant le vecteur champ électrique et le plan H est défini comme étant le plan contenant le vecteur champ magnétique [10].

Ouverture angulaire : L'ouverture à -3 dB, également appelée largeur du faisceau à mi-puissance, est une mesure de la directivité d'une antenne. Elle représente l'angle compris entre

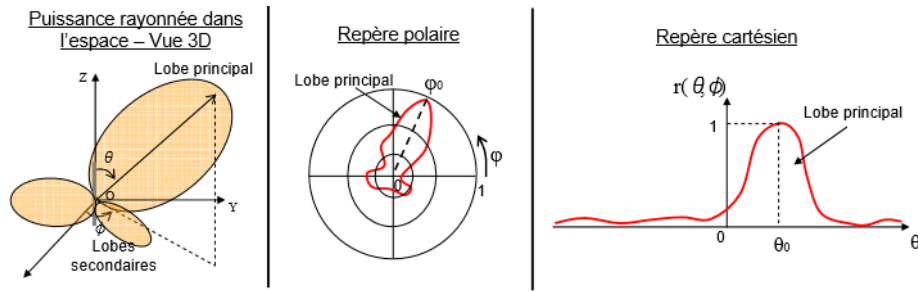


Figure 1.5 – Différentes représentations du diagramme de rayonnement

les deux directions dans lesquelles l'intensité du champ rayonné par l'antenne est réduite de 3 dB par rapport à sa valeur maximale dans la direction la plus forte (axe principal). En d'autres termes, l'ouverture à -3 dB indique la largeur du faisceau principal de l'antenne, c'est-à-dire la zone dans laquelle l'antenne concentre la majorité de son énergie rayonnée. C'est un paramètre les plus importants qui nous aide à mesurer la directivité d'une antenne, indiquant la largeur du faisceau principal dans lequel elle concentre son énergie rayonnée.

1.3.4 Directivité et Gain

La directivité d'une antenne indique comment son rayonnement est concentré dans certaines directions préférentielles de l'espace. Elle est définie comme le rapport entre l'intensité de rayonnement dans une direction donnée et l'intensité de rayonnement moyenne à travers toutes les autres directions. L'intensité de rayonnement moyenne est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par 4π , exprimée par la formule 1.11 ci-dessous.

$$D = \frac{U_0}{U_m} \quad (1.11)$$

où U_m est donné par :

$$U_m = \frac{P_{ray}}{4\pi} \quad (1.12)$$

Ainsi, la directivité peut être réécrite comme :

$$D = \frac{4\pi U_0}{P_{ray}} \quad (1.13)$$

Une source isotrope a une directivité qui est égale à 1 puisque sa puissance est rayonnée identiquement dans toutes les directions et c'est une antenne de référence et purement théorique

. Pour toute autre source, la directivité maximale est toujours plus grande que 1 [11].

Le gain, une autre mesure importante des performances d'une antenne, dépend de la directivité et prend en compte les pertes de puissance ainsi que l'efficacité et les propriétés directionnelles de l'antenne. Souvent, nous utilisons le gain relatif, qui est le rapport du gain de puissance dans une direction donnée au gain de puissance d'une antenne de référence dans sa direction de référence. Lorsque la puissance de référence (P_{ref}) est égale à la puissance totale rayonnée (P_{ray}), le gain peut être exprimé comme :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{ray}} \quad (1.14)$$

Lorsque la direction n'est pas spécifiée, le gain de puissance est souvent pris dans la direction du rayonnement maximal. La puissance totale rayonnée P_{ray} est liée à la puissance totale d'entrée P_{in} et le gain (G) à la directivité (D) par l'efficacité totale de l'antenne (η) :

$$P_{ray} = \eta \cdot P_{in} \quad (1.15)$$

$$G = \eta \cdot D \quad (1.16)$$

où :

- $G(\theta, \varphi)$ est le gain dans la direction spécifiée par les angles θ et φ .
- $D(\theta, \varphi)$ est la directivité dans la direction spécifiée par les angles θ et φ .
- η est l'efficacité totale de l'antenne (comprise entre 0 et 1).

1.3.5 Polarisation

La polarisation d'une onde électromagnétique est décrite par l'orientation de son champ électrique. Si celui-ci est parallèle à la surface de la terre, la polarisation est linéaire horizontale, s'il est perpendiculaire à la surface de la terre la polarisation est linéaire verticale, s'il tourne, la polarisation est circulaire (figure 1.6).

La polarisation joue un rôle essentiel de deux manières : lorsque deux antennes sont alignées de manière proche et partagent la même polarisation, la réception du signal est renforcée. En revanche, une polarisation mal alignée peut entraîner une difficulté pour un récepteur. Dans de nombreuses situations, le canal de transmission peut altérer la polarisation émise, ou bien l'orientation des antennes peut être variable et non statique.

Le choix de la polarisation appropriée est généralement dicté par des considérations d'installation ou par les conditions atmosphériques. Par exemple, une antenne à polarisation horizontale présente une meilleure performance et conserve sa polarisation lorsqu'elle est installée près d'un plafond. Par contre, une antenne à polarisation verticale offre des performances de polarisation plus proches de ses spécifications nominales lorsqu'elle est montée près d'une paroi latérale.

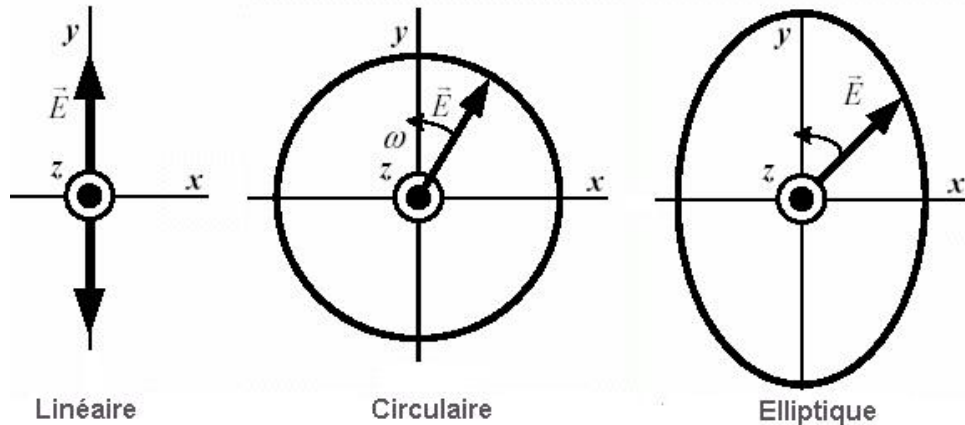


Figure 1.6 – Types de polarisation

1.3.6 Le ROS : Rapport d'Ondes Stationnaires

Le ROS (VSWR en anglais) indique à quel point la source ou la charge est adaptée en impédance avec l'antenne et la ligne de transmission utilisée pour la transmission de puissance. Il représente le niveau de tension maximum et minimum le long de toute la longueur de la ligne de transmission comme suit :

$$\text{VSWR} = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.17)$$

Lorsqu'il y a une adaptation correcte entre la source et la charge, il n'y a pas de réflexion, et donc $\Gamma = 0$, et par conséquent le VSWR est le nombre réel positif avec des valeurs minimale et maximale de 1 et l'infini respectivement. Donc, pour une antenne parfaitement adaptée, le VSWR devrait être de 1 pour indiquer qu'aucune puissance n'est renvoyée à la source. Plus le VSWR est élevé, plus les pertes seront importantes et moins l'efficacité de la transmission de puissance sera élevée.

1.3.7 La fréquence de résonance et la bande passante

La bande passante d'une antenne définit la plage de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil prédéfini. En général, la bande passante correspond à la plage de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB. Cependant, dans certaines applications, ce seuil peut être relevé à -6 dB, ce qui permet de réduire les contraintes lors de la conception de l'antenne. C'est notamment le cas pour certaines antennes de téléphones mobiles.

$$BP = \Delta F = F_2 - F_1 \quad (1.18)$$

Il est cependant couramment admis que si le seuil de référence pour la bande passante n'est pas précisé, il s'agit généralement d'un seuil de -10 dB.

La fréquence de résonance f_{res} ou F_0 correspond à la fréquence à laquelle l'antenne présente la meilleure adaptation, c'est-à-dire lorsque le coefficient de réflexion est minimal. À l'intérieur d'une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs points de résonance, et donc plusieurs fréquences de résonance. Afin de faciliter la comparaison entre différentes structures

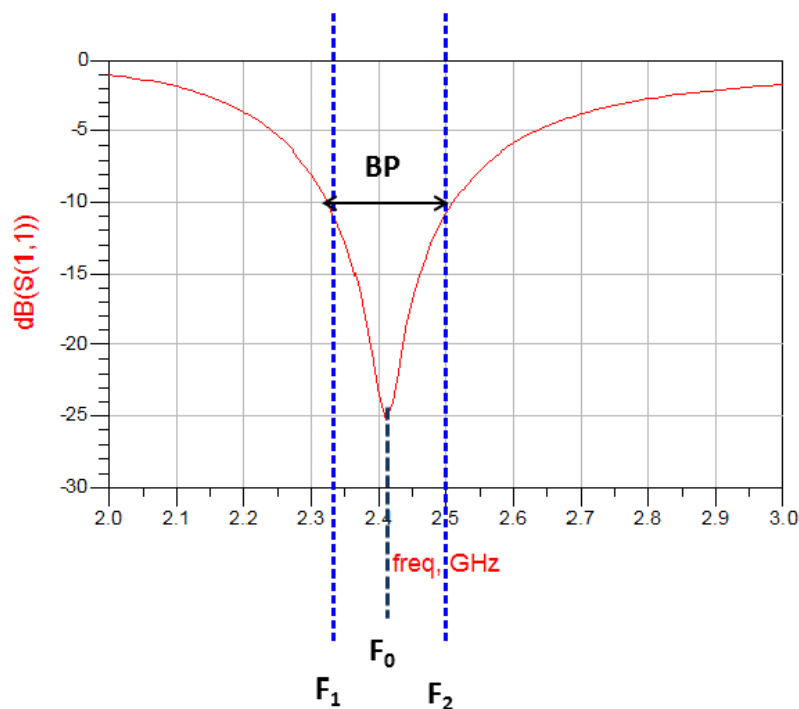


Figure 1.7 – Exemple du $|S_{11}|$ d'une antenne en fonction de la fréquence et de la bande passante à -10 dB

d'antennes, la bande passante BP est représentée sur a figure 1.7 et est souvent exprimée en

pourcentage par rapport à la fréquence de résonance f_{res} ou $F0$:

$$BP(\%) = \frac{F0}{F2 - F1} \times 100 \quad (1.19)$$

1.3.8 Le rendement

Le rendement η d'une antenne indique sa capacité à convertir la puissance électrique en entrée P_A en puissance rayonnée P_R . Il se définit comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par l'antenne et la puissance électrique qui lui est fournie. Ce rendement est influencé par les pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants. Il établit un lien entre le gain et la directivité de l'antenne, selon la relation 1.20.

$$P_R = \eta \times P_A \quad (1.20)$$

où :

P_A : la puissance électrique en entrée.

P_R : la puissance rayonnée.

1.4 Les antennes Ultra Large Bande

1.4.1 Définition de la technologie ULB

La technologie Ultra Large Bande (ULB) est une technologie sans fil qui permet des communications à haut débit sur de courtes distances tout en maintenant une densité de puissance extrêmement faible. Les transmissions ULB utilisent des fréquences déjà attribuées à d'autres applications, nécessitant ainsi une puissance de signal plus faible que celle des services existants pour éviter les interférences. Cette faible densité de puissance permet aux transmissions ULB de coexister avec les services existants, rendant les signaux ULB plus difficiles à intercepter et les communications plus sécurisées. Cette technologie est largement utilisée dans divers domaines tels que le radar, la géolocalisation, l'observation du spectre (radio télescope) ainsi que dans les réseaux sans fil personnels (Wireless Personal Area Network - WPAN) [12].

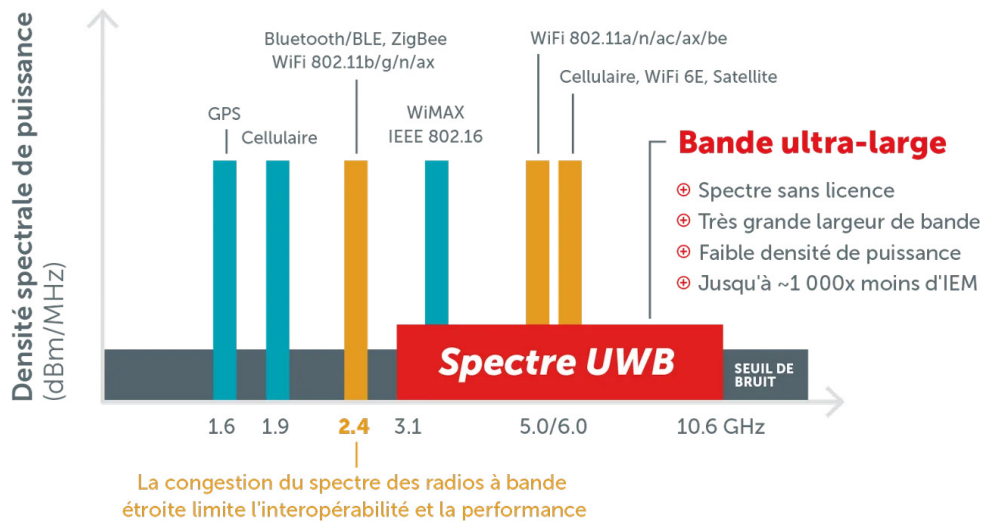


Figure 1.8 – La technologie ULB

1.4.2 Classification des antennes ULB

La technologie ULB offre plusieurs avantages qui découlent principalement de sa large bande passante considérable, allant de 3,1 GHz à 10,6 GHz. La table 1.2 présente les antennes ULB les plus connues, la particularité de chacune en plus qu'elle soit à large bande et ses applications.

Type d'antenne ULB	Particularité	Applications
Antenne monopole imprimée	Taille compacte, facile à intégrer avec PCB	Communication sans fil, systèmes radar
Antenne à fente	diagramme de rayonnement omnidirectionnel	Communication sans fil, imagerie médicale
Antenne Vivaldi	Gain élevé, haute directivité	Systèmes radar, imagerie micro-onde, systèmes de communication
Antenne cornet	Gain élevé, haute directivité	Systèmes radar, communication par satellite, analyse spectrale
Réseau log-périodique de dipôles (LPDAs)	gain relativement élevé	Systèmes de communication, tests de compatibilité électromagnétique (CEM)
Antenne spirale	polarisation circulaire	Communication large bande, radiogoniométrie, analyse spectrale
Antenne patch	Taille compacte, facile à fabriquer, peut être rendue conformable	Communication sans fil, systèmes radar, imagerie médicale

Table 1.2 – Classification des antennes ULB

1.4.3 Applications de la technologie ULB

En février 2002, la Commission fédérale des communications a présenté un résumé des principales applications potentielles de la technologie ULB, notamment :

- Utilisation des bandes de fréquences de 24 GHz et 77 GHz pour des applications liées aux véhicules.
- Utilisation des bandes de fréquences inférieures à 1 GHz pour des applications de radar GPR et de radar de détection à travers les murs.
- Utilisation de la bande de fréquences de 1.99 à 10.6 GHz pour des applications médicales, notamment en imagerie.
- Utilisation de la bande de fréquences de 3.1 à 10.6 GHz pour des systèmes de communications sans fil et des applications de localisation. [13]

1.5 Les chambres anéchoïques

Les chambres anéchoïques sont les sites de mesure d'antennes les plus populaires. Elles fournissent un environnement contrôlé, une sécurité et une capacité de minimiser les interférences électromagnétiques possibles pour la mesure d'antennes.

Une chambre anéchoïque est une grande salle, dont les murs, le sol et le plafond sont revêtus de feuilles métalliques (généralement en acier) et toutes les surfaces intérieures sont revêtues d'absorbeurs RF [14]. Dans la zone de test, l'amplitude et la phase de l'onde plane incidente provenant de l'antenne émettrice présentent très peu de variation. Elles sont principalement utilisées dans les régions de fréquence micro-onde, mais des matériaux ont été développés qui fournissent un coefficient de réflexion en incidence normale de -40 dB à des fréquences aussi basses que 100 MHz. En général, à chaque fois que la fréquence de fonctionnement diminue, l'épaisseur du matériau absorbant RF augmente pour maintenir un niveau donné de performance de réflectivité.

1.5.1 Types de chambres anéchoïques

- **Une chambre anéchoïque acoustique (chambre sourde)** : est un espace revêtu de dièdres comme le montre la figure 1.9, souvent constitués de mousses polymères ou de fibres de verre, ayant la particularité d'absorber les ondes sonores. L'efficacité de cette absorption dépend de la taille des dièdres et de la qualité du matériau utilisé. Ces

chambres sont utilisées pour des essais de directivité ou de sensibilité de microphones, ainsi que pour la mesure de la bande passante des haut-parleurs. Elles sont également employées pour localiser les sources de bruit les plus élevées d'une machine et pour mesurer la puissance acoustique en isolant les nuisances sonores extérieures. Les chambres semi-anéchoïques, équipées d'un sol réfléchissant et de parois absorbantes, sont les plus courantes, car elles permettent de tester une grande variété de matériel, principalement des équipements lourds.

- **Une chambre anéchoïque électromagnétique** : constituée d'une cage de Faraday avec des parois revêtues de carreaux de ferrite et/ou de pyramides en mousse de polyuréthane chargée d'un complexe à base de carbone (figure 1.10), absorbe les ondes électromagnétiques et prévient leur réverbération. Ces chambres sont principalement utilisées pour mesurer les perturbations électromagnétiques par rayonnement provenant d'appareils électroniques. Bien que les mesures de perturbations conduites ne nécessitent pas toujours une chambre anéchoïque, elles permettent des mesures plus reproductibles en évitant les réflexions des ondes rayonnées sur les parois, pouvant ainsi se recoupler par induction sur les câbles objets des mesures en conduction. Les mesures d'antennes en espace libre, tels que le gain avant, le rapport avant/arrière et le diagramme de rayonnement, peuvent être réalisées en chambre anéchoïque, à l'abri des parasites et des influences du sol et d'autres obstacles.

Les chambres **entièrement anéchoïques** simulent les conditions de champ libre en revêtant toutes les surfaces, y compris le sol, avec des matériaux absorbants. **Les chambres semi-anéchoïques**, quand à elles ne sont pas entièrement isolées, le sol peut ne pas être recouvert d'un matériau photo absorbant mais réfléchissant [15].

1.5.2 Absorbeurs RF

La plupart des fabricants de chambres anéchoïques électromagnétiques offrent un absorbeur standard en forme de pyramide pour les micro-ondes. Ce produit est constitué d'une mousse d'uréthane chargée en carbone solide. Principalement utilisé dans la construction des chambres anéchoïques ou pour envelopper les équipements de test à l'intérieur de ces chambres, il se distingue par ses performances à large bande, tant à incidence normale qu'à angles d'incidence élevés. Lorsqu'une onde incidente frappe l'absorbeur, elle génère de multiples réflexions à l'intérieur de la pyramide, réduisant ainsi la diffusion directe. De plus, il présente de bonnes pro-

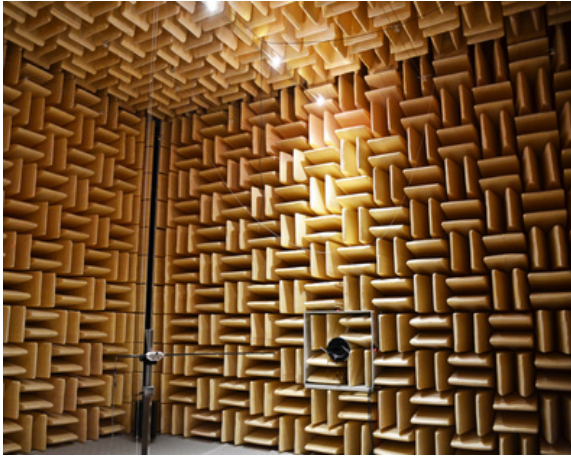


Figure 1.9 – Chambre sourde

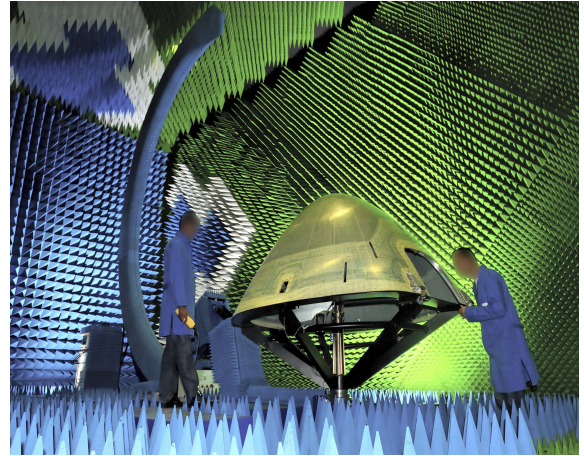


Figure 1.10 – Chambre anéchoïque électromagnétique

priétés de diffusion indirecte, ce qui en fait un choix adapté pour toutes les zones d'une chambre anéchoïque. Disponible dans une gamme variée d'épaisseurs, il permet aux concepteurs de choisir le produit adéquat pour des fréquences et des angles d'incidence spécifiques.

Les fabricants proposent des matériaux allant de 5,1 cm (2 pouces) de hauteur à 3,7 mètres d'épaisseur. Les performances électromagnétiques des pyramides sont spécifiées en termes de réflectivité à incidence normale, exprimée en décibels négatifs. Ces informations sont généralement fournies dans des tableaux d'épaisseur d'absorbant par rapport à la fréquence, sur une plage allant de -30 à -50 décibels. Lorsque le chargement est optimisé et que l'épaisseur du matériau est d'environ une longueur d'onde, la réflectivité se situe autour de -33 décibels. À huit longueurs d'onde, elle atteint environ -51 décibels [16].

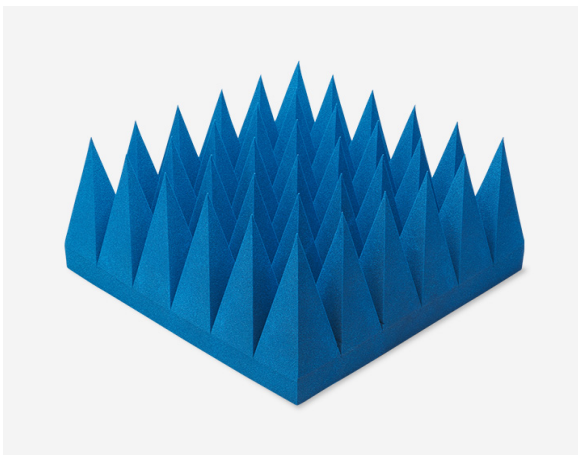


Figure 1.11 – absorbant pyramidal

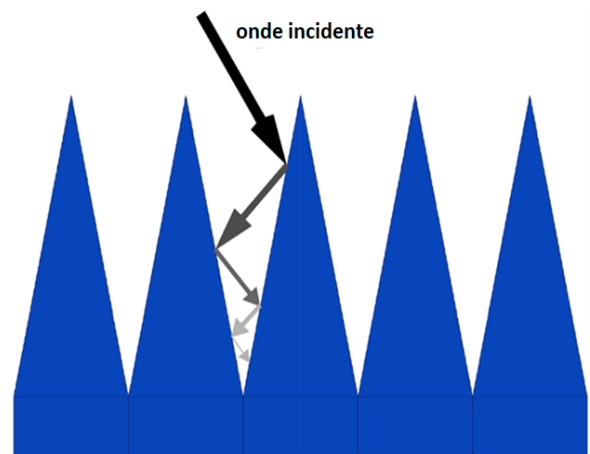


Figure 1.12 – onde incidente pénétrant l'absorbant

1.5.3 Taille d'une chambre anéchoïque

La distance de séparation entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice est définie dans une mesure classique d'antenne par le critère de la portée de Rayleigh ou la distance de Fraunhofer. En considérant que l'antenne émettrice est une source ponctuelle et que l'antenne réceptrice a une dimension transversale maximale D , il est nécessaire que la distance de séparation dépasse $2D^2/\lambda$, où λ est la longueur d'onde. Cela est réalisé afin d'assurer une différence de phase inférieure à 22,5 degrés entre le champ en bordure et le champ au centre de l'antenne réceptrice, ce qui garantit un front d'onde quasi-uniforme. La distance de Fraunhofer est $\lambda/2$ lorsque D est de l'ordre de la demi-longueur d'onde. On ne considère généralement pas cela comme une distance de champ éloignée.[17]

1.5.4 Banc de mesure dans une chambre anéchoïque

La figure 1.13 présente le banc de mesure dans un chambre anéchoïque qui a comme équipements :

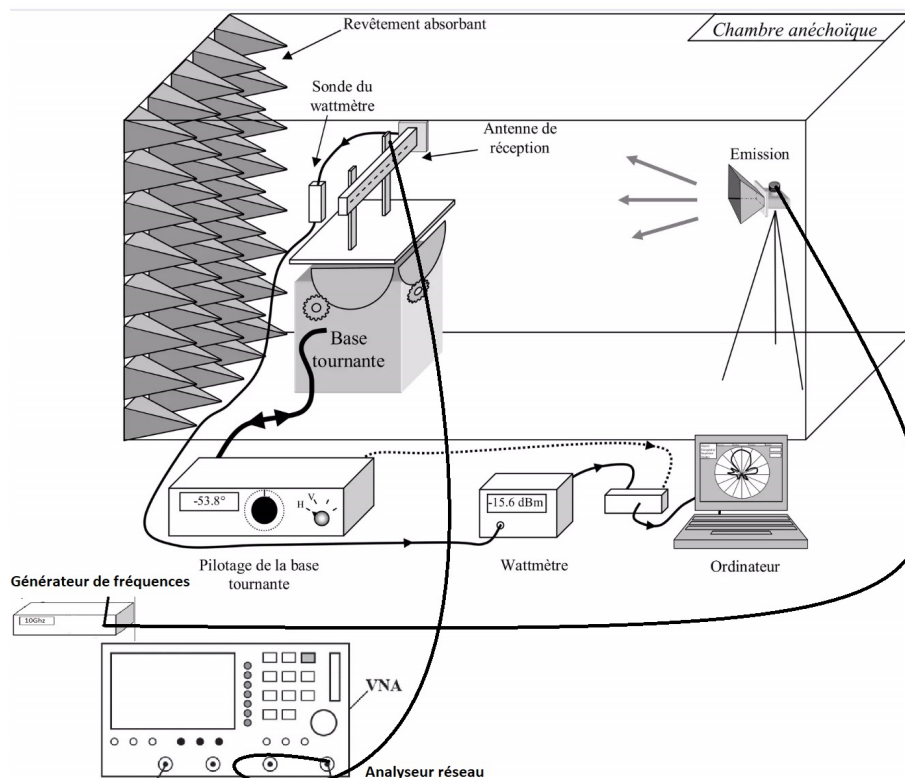


Figure 1.13 – Montage de mesure dans une chambre anéchoïque

- **Antenne d'émission** : elle convertit les signaux électriques en ondes électromagnétiques qu'elle transmet vers l'antenne réceptrice. Deux critères très importants que doit avoir

l'antenne émettrice : Une antenne **large bande** avec **une directivité élevée** est un avantage, car il n'est pas nécessaire de changer d'antennes de gamme lorsque différentes AUT (Antennes à Tester) sont évaluées dans la gamme. Les antennes cornet sont un bon choix car il est facile d'obtenir des directivités supérieures à 10 dBi. Cependant, aux fréquences plus basses, les antennes cornet avec des gains élevés peuvent être extrêmement grandes et lourdes. Ainsi, d'autres types d'antennes, comme les réseaux de dipôles log-périodiques (LPDA), sont typiques dans la gamme UHF [18].

- **Générateur de fréquence** : produit des signaux électriques à une fréquence spécifique. Il alimente l'antenne émettrice.
- **Antenne sous test (réceptrice)** : reçoit les signaux transmis par l'antenne d'émission et les convertit en signaux électriques qui doit avoir une ligne de vue directe avec l'antenne émettrice.
- **VNA** : L'analyseur de Réseaux Vectoriel est utilisé pour caractériser les propriétés électriques des dispositifs de transmission, comme les antennes et les circuits. Il mesure les paramètres de réflexion et de transmission d'un dispositif en fonction de la fréquence des dispositifs de transmission : Antennes et Circuits.
- **Table tournante** : utilisée pour faire pivoter l'antenne sous test dans différentes directions pendant les mesures pour caractériser le diagramme de rayonnement de l'antenne dans toutes les directions.
- **Le wattmètre** : À mesure que la table tournante pivote faisant un tour complet, le wattmètre capture précisément les variations de puissance des signaux reçus pour chaque angle. Ces valeurs de puissance sont ensuite transmises à un ordinateur, où elles sont utilisées pour dessiner le diagramme de rayonnement de l'antenne. Ce processus est décrit par la figure ??.
- **Le Software** : Le wattmètre est connecté à un ordinateur, qui enregistre les données de puissance reçues avec l'angle correspondant. Le logiciel de l'ordinateur traite ces données pour tracer le diagramme de rayonnement de l'antenne qui est visualisé en temps réel sur l'écran.

1.6 Les réflecteurs paraboliques

1.6.1 Définition

Les antennes paraboliques sont le plus souvent utilisées pour les applications à gain élevé, elles peuvent facilement atteindre des gains supérieurs à 30 dB pour les fréquences micro-ondes et supérieures.

Les antennes à réflecteur sont généralement disponibles dans de très grandes tailles d'ouverture d'antenne allant de 20λ à 1000λ [19], la plage de fréquences de fonctionnement s'étend de 0,2 GHz à environ 600 GHz. Elles peuvent fournir des valeurs de gain très élevées en fonction de la taille de l'ouverture. Elles sont indépendantes de la fréquence et leur bande passante n'est limitée que par le système d'alimentation. En effet, La structure de base d'une antenne parabolique se compose d'une antenne d'alimentation dirigée vers un réflecteur parabolique comme illustrée dans la figure 1.16. Le centre de la source est appelé **le point focal (le foyer)**.

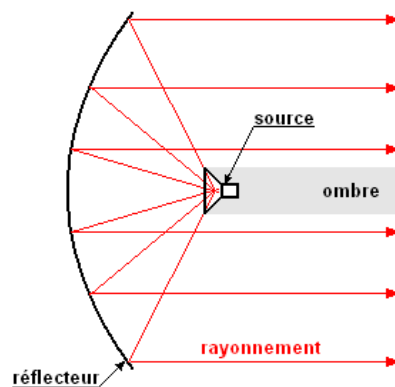


Figure 1.14 – Structure de base d'une antenne parabolique

1.6.2 Géométrie d'un réflecteur parabolique

La parabole est décrite par deux paramètres, le diamètre D et la longueur focale f . Nous définissons également deux paramètres auxiliaires, la hauteur verticale du réflecteur H et l'angle maximal entre le point focal et le bord du réflecteur Φ . Ces paramètres sont liés les uns aux autres par les équations 1.21 et 1.22.

$$\frac{F}{D} = \frac{1}{4 \tan\left(\frac{\Phi}{2}\right)} \quad (1.21)$$

$$F = \frac{D^2}{16H} \quad (1.22)$$

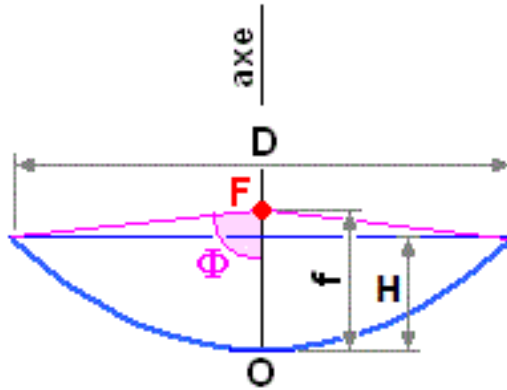


Figure 1.15 – paramètres de l’antenne parabolique

dans un plan x-y, pour représenter la courbe , on utilise la relation 1.23 où A est déterminé par l’équation 1.24.

$$y = Ax^2 \quad (1.23)$$

$$A = \frac{H}{\left(\frac{D}{2}\right)^2} \quad (1.24)$$

Où l’axe des x varie de 0 à $D/2$. Il est clair que lorsque x est $D/2$, y devient H . Les dimensions du réflecteur peuvent être formulées en utilisant le rapport F/D de la manière écrite dans l’équation 1.25 :

$$\phi = 2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{4} \left(\frac{F}{D} \right) \right) \quad (1.25)$$

Lorsque le rapport F/D augmente, la profondeur du réflecteur diminue [20].

La largeur angulaire du faisceau rayonné par les antennes à gain élevé est mesurée par la largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW), qui est la séparation angulaire entre les points du diagramme de rayonnement de l’antenne où la puissance est à la moitié (-3 dB) de sa valeur maximale. Pour les antennes paraboliques, θ est donné par l’équation 1.26 .

$$\theta = k \frac{\lambda}{d} \quad (1.26)$$

où k est un facteur qui varie en fonction de la forme du réflecteur et de l’alimentation.

Pour un réflecteur parabolique uniformément éclairé et θ en degrés, k serait de 57,3. Pour une antenne parabolique typique, k est d’environ 70. La valeur maximale possible du gain d’une

antenne peut être exprimée en fonction de la superficie physique de l'ouverture (A).

$$G_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (1.27)$$

Le gain réel est exprimé en termes de l'ouverture effective, qui est liée à la superficie physique par le terme d'efficacité (constante diélectrique). Ce terme d'efficacité sera souvent de l'ordre de 0.6 à 0.7 pour une antenne parabolique bien conçue.

$$G_{\max} = \epsilon \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A = \epsilon \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (1.28)$$

1.6.3 Types d'alimentation pour réflecteurs paraboliques

Il existe plusieurs types différents de systèmes d'alimentation pour réflecteurs paraboliques qui peuvent être utilisés. Chacun possède ses propres caractéristiques qui peuvent être adaptées aux besoins de l'application.

- **Source centrée avant (au point focal)** : Les systèmes d'alimentation focale sont l'un des systèmes d'alimentation les plus couramment utilisés en raison de leur simplicité. Le principal inconvénient est que l'alimentation et son support bloquent une partie du faisceau, ce qui limite généralement l'efficacité de l'ouverture à environ 55 à 60 % seulement.
- **Source décalée** : dans cette configuration, le point focal et l'antenne d'alimentation se trouvent sur un côté de la surface du réflecteur. L'avantage est que la structure d'alimentation est déplacée hors du trajet du faisceau, De cette façon, le faisceau ne sera pas bloqué. Cette approche est largement utilisée dans les antennes de télévision par satellite domestiques, et même dans les systèmes Cassegrain et Grégorien, car le petit réflecteur serait également confronté aux mêmes problèmes.
- **Système cassegrain** : Le design de l'antenne réflecteur parabolique Cassegrain et son système d'alimentation tirent leur nom du fait que le concept de base a été adapté du télescope Cassegrain. Il s'agit d'un télescope réflecteur qui a été développé vers 1672 et attribué au prêtre français Laurent Cassegrain [21]. Les systèmes d'alimentation Cassegrain nécessitent une deuxième surface réfléchissante et présentent l'avantage que la longueur totale de l'antenne parabolique entre les deux réflecteurs est plus courte que la distance entre l'élément rayonnant et le réflecteur parabolique, ce qui est dû aux ré-

flexions lors de la focalisation du signal, qui raccourcissent la longueur physique.

- **Système grégorien** : le système grégorien est très similaire au cassegrain, la seule différence est que le réflecteur secondaire est concave ici. Au point focal du réflecteur, le faisceau frappe un petit réflecteur secondaire hyperbolique et celui-ci renvoie le faisceau vers le réflecteur principal. Il est souvent utilisé dans les grandes antennes, tels que les antennes au sol des satellites et les radiotélescopes. L'efficacité dans les deux systèmes : grégorien et cassegrain peut atteindre 70 %.

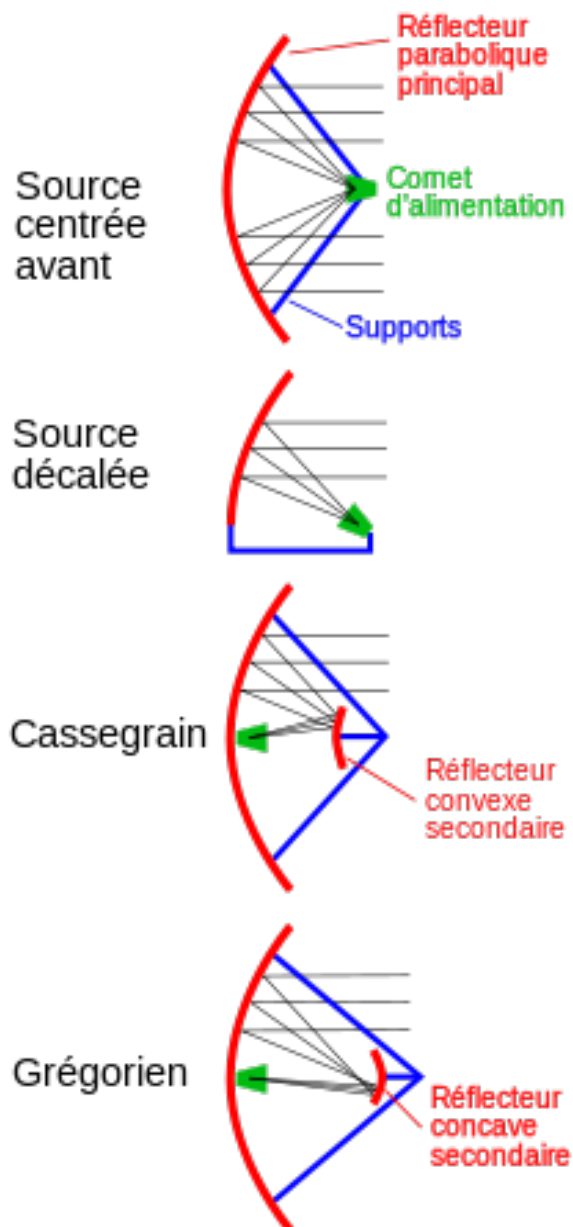


Figure 1.16 – Types d'alimentation pour un réflecteur parabolique

Chapitre 2

Conception d'une antenne Yagi log-periodique

2.1 Introduction

L'antenne à réseau de dipôles périodiques (LPDA) n'a jamais perdu en importance depuis sa première apparition en 1958. Elle est largement utilisée dans de nombreuses applications différentes, dans l'industrie, le domaine militaire et tant d'autres [22]. Dans ce chapitre, nous examinerons en profondeur les divers aspects de ces antennes LPDA, en commençant par donner leur définition et leur histoire. Dans un second temps, nous allons nous pencher sur les techniques d'alimentation employée pour ces antennes, tout en étudiant attentivement leur principe de fonctionnement afin de saisir comment elles réussissent à concilier des performances élevées avec une large plage de spectre. Nous examinerons un cas théorique en utilisant une large bande et mènerons une étude paramétrique pour évaluer l'influence de chaque paramètre sur la réponse de l'antenne.

2.2 Définition d'une antenne Yagi log-périodique

2.2.1 Historique des antennes Yagi et LPDA

En 1928, Yagi et son élève Shintaro Uda ont développé à l'université impériale de Tohoku, à Sendai, au Japon, un nouvel ensemble d'antennes composé d'un élément actif et de 20 parasites, formant ce qu'on a appelé un canal de vibration [23]. Une antenne Yagi-Uda basique est composée d'un ensemble parallèle de radiateurs dipolaires linéaires. Le premier élément est légèrement plus grand que la longueur de résonance et est appelé réflecteur. Le prochain élément est un dipôle avec une ligne d'alimentation. Les éléments droits sont légèrement moins longs que la longueur résonante et sont appelés dirigeants. La distance entre les éléments est d'environ 0.2λ , 0.3λ . Dans l'antenne Yagi-Uda, seul un élément est directement alimenté [24].

La log-périodique à dipôles (LPDA), conçue par Isbell en 1958 [25], présente diverses caractéristiques avantageuses, notamment un gain élevé, une large bande passante, une directivité étroite et une conception simple. En raison de ses propriétés attrayantes, la LPDA a été largement utilisée dans les communications HF, VHF et UHF au fil des années.

Considérée comme une antenne indépendante de la fréquence, la LPDA maintient des propriétés électriques relativement constantes sur la plage de fréquences conçue. Cette stabilité est obtenue en ajustant soigneusement les paramètres géométriques telles que la longueur et la largeur des dipôles, ainsi que l'espacement entre eux, selon une approche systématique introduite



Figure 2.1 – Hidetsugu Yagi avec l'une des premières antennes que lui et Uda ont développées par Carrel et adoptée dans la littérature.

La configuration classique de Carrel de la LPDA comprend une séquence de dipôles cylindriques parallèles disposés côte à côte, dont les longueurs varient pour former un réseau coplanaire. Initialement conçue pour un environnement en espace libre, la LPDA a depuis fait l'objet de nombreuses recherches visant à adapter le réseau à des substrats imprimés, des microbandes ou des lignes de bande.

Le concept de réseau de dipôles log-périodique imprimé (PLPDA) a été présenté pour la première fois par Campbell et al. en 1977 [26]. Cette approche modifie la méthode de Carrel en intégrant une permittivité relative efficace du substrat, tandis que les dipôles cylindriques conventionnels sont remplacés par des dipôles planaires imprimés. Cette évolution facilite la fabrication et l'intégration de la LPDA, lui permettant d'être incorporée dans des circuits intégrés prenant en charge divers systèmes de communication tels que le GPS, le Bluetooth et le WLAN. Ainsi, les antennes PLPDA sont devenues essentielles et ont fait l'objet de recherches continues pour améliorer leurs performances en termes de bande passante, de gain, de réduction de taille et de facilité d'intégration

2.2.2 Définition des LPDAs

Les antennes log-périodiques sont constituées d'éléments rayonnants dont les dimensions sont liées par un facteur de proportionnalité τ . Ces éléments se répètent avec une période $\ln(\tau)$,

d'où l'appellation d'antennes « log périodiques » et leur appartenance à la famille des antennes indépendantes de la fréquence.

Les antennes log-périodiques se distinguent par leur impédance et leur diagramme de rayonnement, qui suivent une progression logarithmique en fonction de la fréquence. Leur structure est caractérisée par des dimensions homothétiques le long de l'axe principal de rayonnement, ce qui les rapproche d'une configuration fractale. Ces antennes reposent sur des éléments de longueurs croissantes alimentés par une ligne, avec des dipôles de longueur croissante. Lorsque les ondes atteignent ces dipôles, l'émission débute, limitant ainsi la zone d'émission de l'antenne. Elles sont largement utilisées dans les télécommunications, offrant des gains pouvant atteindre jusqu'à 10 dB avec un minimum de lobe arrière. En général, elles présentent une résistance comprise entre 50 et 120 Ω . Leur disposition périodique selon une progression logarithmique de la fréquence permet de maintenir le gain et l'impédance constants à chaque intervalle.

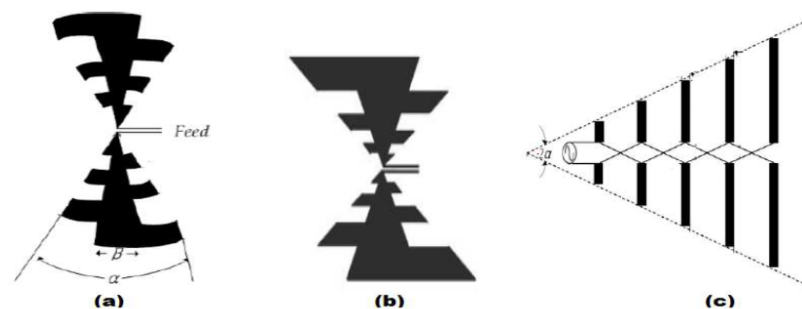


Figure 2.2 – (a) Antenne log-périodique circulaire (b) Antenne log-périodique trapézoïdale (c) Antenne dipôle

2.3 Techniques d'alimentation d'une LPDA

Une méthode très pratique pour alimenter la LPDA imprimée est le "balun infini", qui implique de faire passer une ligne de transmission coaxiale, généralement de type semi-rigide, le long de la ligne d'alimentation sur un côté du diélectrique. Le conducteur externe de la ligne coaxiale est électriquement connecté (par soudure) à cette ligne d'alimentation sur toute sa longueur, tandis que le conducteur interne du coaxial est soudé à la ligne d'alimentation de l'autre côté du diélectrique, au niveau de l'extrémité de l'antenne [27]. Une autre méthode est de directement souder le connecteur depuis l'un des cotés de sorte qu'il touche la ligne d'alimentation. Les détails géométriques du point d'alimentation sont cruciaux pour obtenir un faible coefficient

de réflexion sur la bande spécifiée, nécessitant souvent un ajustement expérimental.

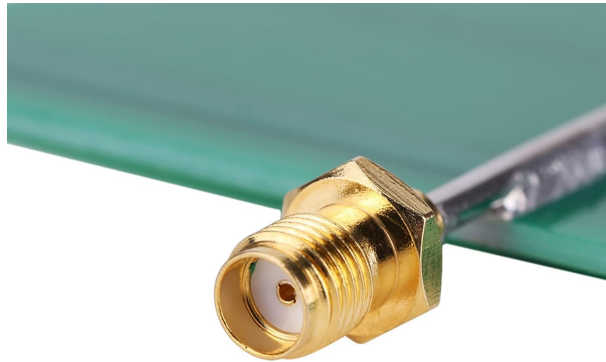


Figure 2.3 – Connecteur SMA

2.4 Fonctionnement d'une LPDA

Le principe de fonctionnement de l'antenne log-périodique est basé sur la "résonance active". À une fréquence spécifique, seuls certains dipôles de l'antenne entrent en résonance, assurant ainsi une réponse uniforme sur toute la plage de fréquences. Cette particularité rend la LPDA idéale pour les applications nécessitant une large couverture de fréquences sans ajustement manuel

L'antenne LPDA se compose d'une séquence de dipôles avec des longueurs augmentant successivement vers l'extérieur à partir du point d'alimentation au sommet, comme le montre la figure 2.4. Pour que les champs rayonnés par les éléments résonants soient en phase au champ lointain, les lignes d'alimentation se croisent entre les éléments adjacents, de manière à obtenir une inversion de phase de 180 degrés entre deux éléments adjacents. L'inversion de phase des courants dans les éléments adjacents conduit finalement à un faisceau hautement directif dans la direction de l'élément le plus petit dans le réseau. La région active est composée d'éléments dipolaires dont les longueurs d'onde sont $\lambda/2$ à la fréquence de résonance et la plupart des courants de l'antenne sont concentrés dans cette région. Celle-ci se déplace le long de la structure avec la fréquence qui change [28]. Les éléments dont les longueurs d'onde sont légèrement inférieures à $\lambda/2$ à la fréquence de résonance sont considérés comme des directeurs, et ceux dont les longueurs sont légèrement supérieures à $\lambda/2$ à la fréquence de résonance sont considérés comme des réflecteurs. Les éléments qui ont une longueur $L < \lambda/2$ et $L > \lambda/2$ constituent la région inactive (passive).

Le facteur d'espacement τ est défini comme le rapport entre deux longueurs, deux largeurs

et deux espacements successifs selon l'équation 2.9. α est l'angle subtendu par l'axe de l'antenne et les extrémités des éléments d'un côté défini en 2.10 .

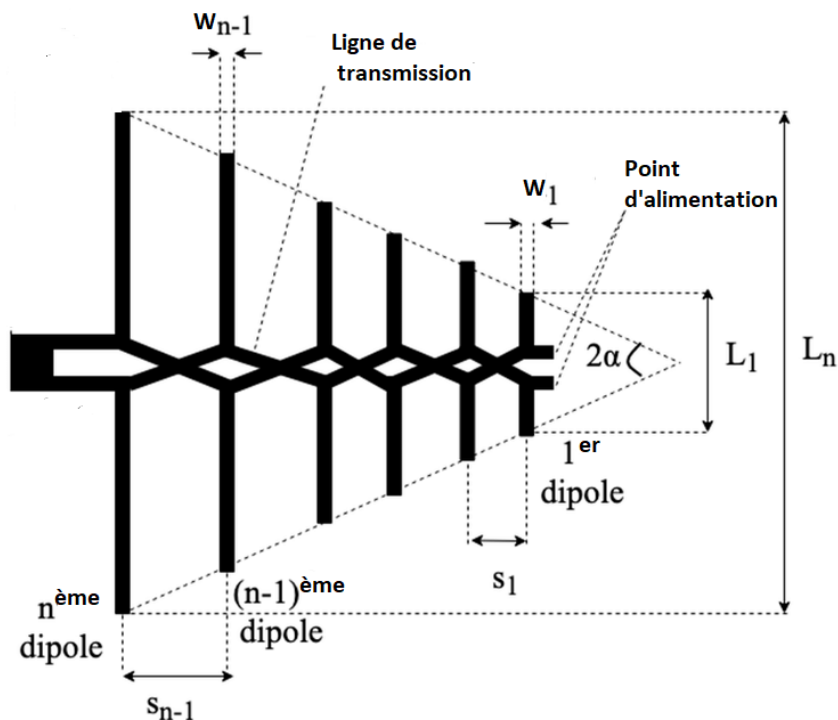


Figure 2.4 – Structure d'une LPDA

La figure 2.5 [29] est le graphique de Carrel à partir duquel on peut déterminer le facteur d'échelle et d'espacement à partir du gain.

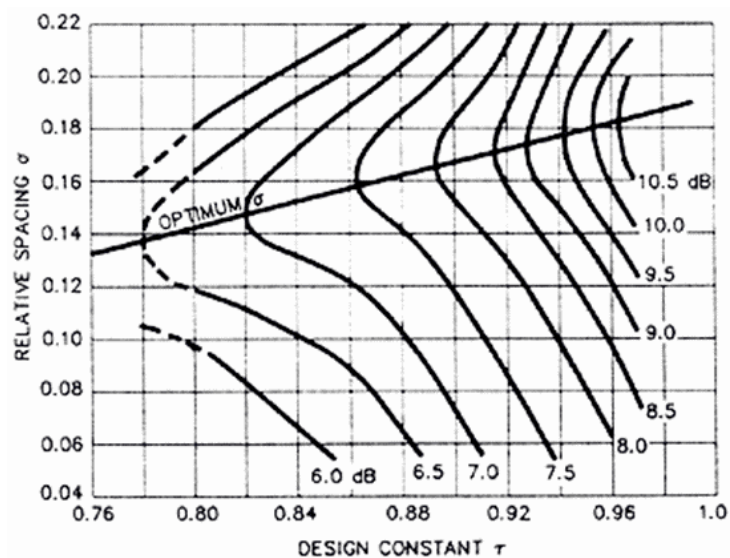


Figure 2.5 – Le graphique de Carrel pour déterminer le gain à partir de la courbe du facteur d'échelle par rapport au facteur d'espacement [28]

Longueur du dipôle le plus long

$$L_n \geq \frac{\lambda_{\max}}{2} = \frac{c}{2f_{\min}} \quad (2.1)$$

Longueur du dipôle le plus court

$$L_1 \leq \frac{\lambda_{\min}}{2} = \frac{c}{2f_{\max}} \quad (2.2)$$

largeur du premier dipôle est déterminé à travers les deux équations qui suivent :

$$Z_0 = \frac{377}{\pi} (\ln(\frac{L_n}{a_n}) - 2.25) \rightarrow a_n = \frac{L_n}{\exp(\frac{Z_0 * \pi}{377} + 2.25)} \quad (2.3)$$

Où Z_0 représente l'impédance caractéristique (50Ω)

$$W_n = \pi * a_n \quad (2.4)$$

Longueur des dipôles consécutifs

$$L_n = \tau \cdot L_{n+1} \quad (2.5)$$

L'espace entre les dipôles successifs

$$S_n = \tau \cdot S_{n+1} \quad (2.6)$$

Largeur des dipôles

$$W_n = \tau \cdot W_{n+1} \quad (2.7)$$

Le facteur d'échelle

$$\tau = \frac{L_1}{L_2} = \frac{L_n}{L_{n+1}} = \frac{S_n}{S_{n+1}} = \frac{W_n}{W_{n+1}} < 1 \quad (2.8)$$

Le facteur d'espace

$$\sigma = \frac{S_1}{2L_1} = \frac{S_n}{2L_n} \leq 1 \quad (2.9)$$

L'angle d'ouverture α

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{1 - \tau}{4\sigma} \right) \quad (2.10)$$

Largeur de bande de la région active

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7(1 - \tau^2)cot\alpha \quad (2.11)$$

Largeur de bande de fonctionnement

$$B_s = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \quad (2.12)$$

Nombre de Dipôles

$$N = 1 + \frac{\log(B_{ar} \cdot B_s)}{\log\left(\frac{1}{\tau}\right)} \quad (2.13)$$

2.5 Design d'une LPDA

Pour une réalisation d'une LPDA qui fonctionne sur la bande [2GHz - 20 GHz] , suivant les relations précédentes on aura : Longueur du dipôle le plus long :

$$L_n \geq \frac{\lambda_{\max}}{2} = \frac{c}{2f_{\min}} = \frac{3 * 10^8}{2 * 2 * 10^9} = 0.075m \rightarrow L_n \geq 75mm$$

Longueur du dipôle le plus court :

$$L_1 \leq \frac{\lambda_{\min}}{2} = \frac{c}{2f_{\max}} = \frac{3 * 10^8}{2 * 20 * 10^9} = 0.0075m \rightarrow L_1 \leq 7.5mm$$

On fixe alors quelques paramètres (Table 2.1) pour pouvoir commencer notre étude. τ et σ sont pris depuis le graphique de Carrel 2.5 en fixant notre gain voulu à 7.5 dBi.

le facteur d'échelle	$\tau = 0.85$
le facteur d'espacement	$\sigma = 0.16$
espacement entre le point d'alimentation et le premier dipôle (mm)	$S_0 = 0.7$
Largeur de la ligne d'alimentation (mm)	$WB = 2.5$

Table 2.1 – Tableau de valeurs initiales

$$W1 = \pi * a_0 = \pi * \frac{L_1}{\exp\left(\frac{Z_0 * \pi}{377} + 2.25\right)} = \pi * \frac{7}{\exp\left(\frac{50 * \pi}{377} + 2.25\right)} = 1.22mm$$

$$\sigma = \frac{S_1}{2L_1} \rightarrow S1 = \sigma * 2L1 = 0.16 * 2 * 7 = 2.38mm$$

$$B_{ar} = B_{ar} = 1.1 + 7.7(1 - \tau^2) \frac{1 - \tau}{4\sigma} = 1.1 + 7.7(1 - 0.85^2) \left(\frac{1 - 0.85}{4 * 0.17} \right) = 1.57$$

$$B_s = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{20}{2} = 10$$

d'où le nombre de dipôles :

$$N = 1 + \frac{\log(B \cdot B_s)}{\log\left(\frac{1}{\tau}\right)} = 1 + \frac{\log(1.57 \cdot 10)}{\log\left(\frac{1}{0.85}\right)} = 16.94 \rightarrow N = 16$$

Après avoir eu ces résultats théoriques adéquats à notre bande voulue , on procède à la simulation de notre antenne sur le logiciel CST , avec des spécifications du substrat présentés dans la table 2.2 et tous les paramètres calculés dans la table 2.3.

Matériau diélectrique	Epoxy de verre FR-4
Matériau de conducteur	Cuivre
Épaisseur du substrat (mm)	1.6 mm
Épaisseur du métal (h)	0.035 mm
Longueur du substrat	$L_s = S_0 + (W_1 + S_1) \frac{1-\tau^{16}}{1-\tau} + 10$
Largeur du substrat	$W_s = L_{16} + W_B + 10$
Longueur de la ligne	$LB = S_0 + (w1 + s1) \frac{1-\tau^{16}}{1-\tau}$

Table 2.2 – Caractéristiques des matériaux

Longueurs L_n(mm)	Espacement S_{n-n+1}(mm)	Largeurs W_n(mm)
$L1 = 7$	$S_{1-2} = 2.38$	$W_1 = 1.22$
$L2 = 8.23$	$S_{2-3} = 2.8$	$W_2 = 1.43$
$L3 = 9.68$	$S_{3-4} = 3.29$	$W_3 = 1.68$
$L4 = 11.39$	$S_{4-5} = 3.87$	$W_4 = 1.98$
$L5 = 13.40$	$S_{5-6} = 4.55$	$W_5 = 2.33$
$L6 = 15.77$	$S_{6-7} = 5.36$	$W_6 = 2.74$
$L7 = 18.56$	$S_{7-8} = 6.31$	$W_7 = 3.23$
$L8 = 21.83$	$S_{8-9} = 7.42$	$W_8 = 3.80$
$L9 = 25.68$	$S_{9-10} = 8.73$	$W_9 = 4.47$
$L10 = 30.22$	$S_{10-11} = 10.27$	$W_{10} = 5.26$
$L11 = 35.55$	$S_{11-12} = 12.08$	$W_{11} = 6.19$
$L12 = 41.83$	$S_{12-13} = 14.22$	$W_{12} = 7.29$
$L13 = 49.21$	$S_{13-14} = 16.73$	$W_{13} = 8.57$
$L14 = 57.89$	$S_{14-15} = 19.68$	$W_{14} = 10.09$
$L15 = 68.11$	$S_{15-16} = 23.15$	$W_{15} = 11.87$
$L16 = 80.13$		$W_{16} = 13.96$

Table 2.3 – Tableau des valeurs des dipôles

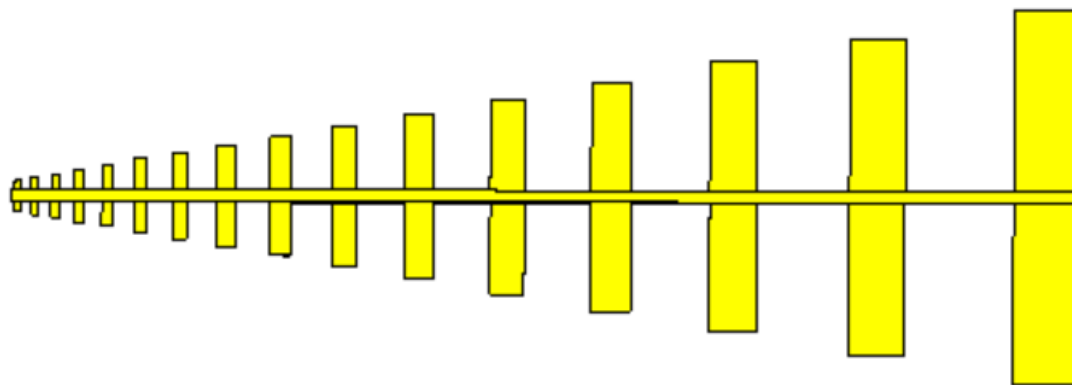


Figure 2.6 – Design de l’antenne

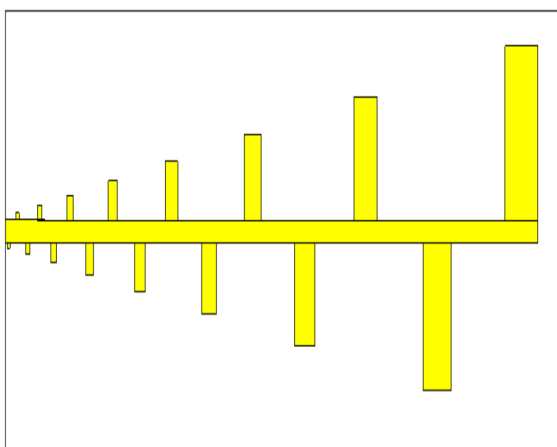


Figure 2.7 – face de l’antenne

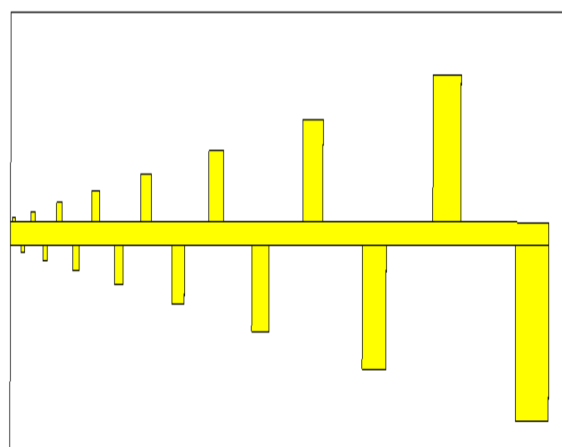


Figure 2.8 – face arrière de l’antenne

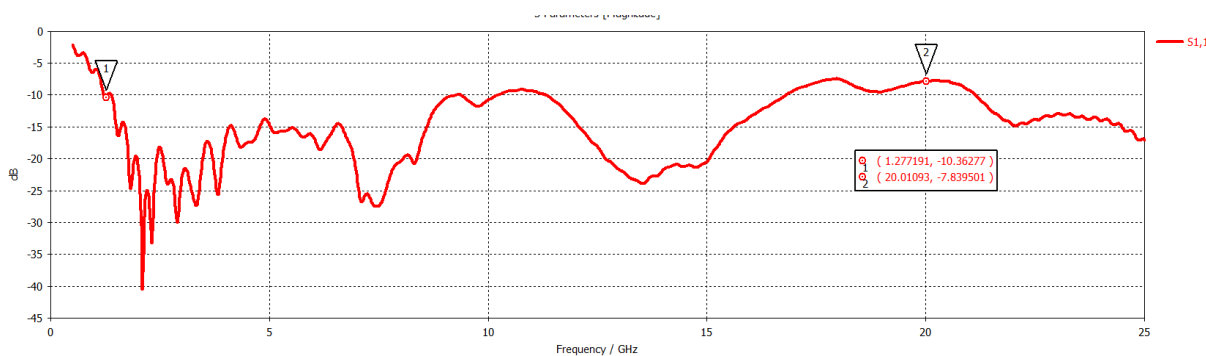


Figure 2.9 – Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence (GHz) de l’antenne

Le coefficient de réflexion obtenu en figure 2.9 n’est pas parfaitement au dessous de -10db aux environs de 10.5 GHz et de [16GHz- 20 GHz] , on cherche à améliorer les résultats à travers une étude paramétrique.

2.6 Étude paramétrique

Une étude paramétrique est une analyse qui examine l'impact de la variation d'un ou plusieurs paramètres sur les résultats d'un modèle ou d'un système. Elle permet de retrouver la meilleure valeur de chaque paramètre qui donnera le meilleur résultat.

On prend dans notre cas chaque paramètre de ceux qu'on a fixés initialement arbitrairement suivant la théorie (table 2.1). Il existe deux méthodes d'optimisation : les heuristiques et les méta-heuristiques. Les heuristiques offrent des solutions rapidement mais sans garantie d'optimalité, tandis que les méta-heuristiques visent à trouver des solutions de qualité pour des problèmes difficiles en utilisant des techniques de recherche efficaces et génériques. Dans notre étude, la simulation de l'antenne nécessite environ 10 heures (sur un i5 de 11ème génération avec 24 Go de RAM). Ces méthodes nécessitent au minimum 200 itérations pour converger vers un résultat optimal. Si nous essayions de les appliquer ici, cela prendrait des mois, ce qui les rend impossibles à utiliser dans ce contexte. Nous procédons donc à une étude paramètre par paramètre et sélectionnons le meilleur résultat pour obtenir, au final, une antenne optimisée. Dans la table 2.4 sont inscrites les valeurs des paramètres proposées pour l'étude, les dimensions sont choisies de sorte que la longueur du substrat ne dépasse pas 25 cm afin d'éviter d'obtenir une grande antenne, l'objectif des antennes imprimées étant qu'elles soient petites et performantes.

Cas 1 : paramètre τ	$\tau = 0.8$	$\tau = 0.85$	$\tau = 0.9$
Cas 2 : largeur de la ligne WB(mm)	$WB = 0.5$	$WB = 5.5$	$WB = 10$
Cas 3 : Espacement S_0 (mm)	$S_0 = 0.1$	$S_0 = 4.5$	$S_0 = 9$
Cas 4 : Largeur du substrat du côté des petits dipôles	$LS1 = 25$	$LS1 = 55$	$LS1 = 90$

Table 2.4 – variations de valeurs pour l'étude paramétrique

2.6.1 Alimentation avec une ligne 50 Ω

- **Cas 1 : Influence du paramètre τ**

D'après la figure 2.10, On remarque une désadaptation quand $f < 15\text{GHz}$ quand $\tau = 0.75$, Pour $\tau = 0.9$ y'a une désadaptation entre 5 GHz à 7 GHz, le meilleur résultat est obtenu pour $\tau = 0.85$.

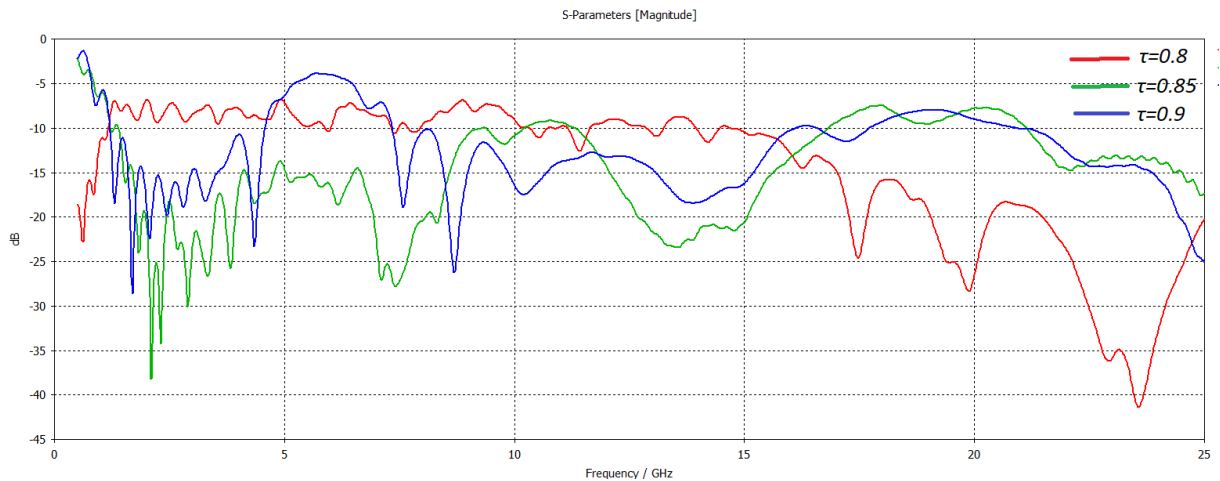


Figure 2.10 – S11 pour différentes valeurs du paramètre τ

• **Cas 2 : Influence de la largeur de ligne WB (mm)**

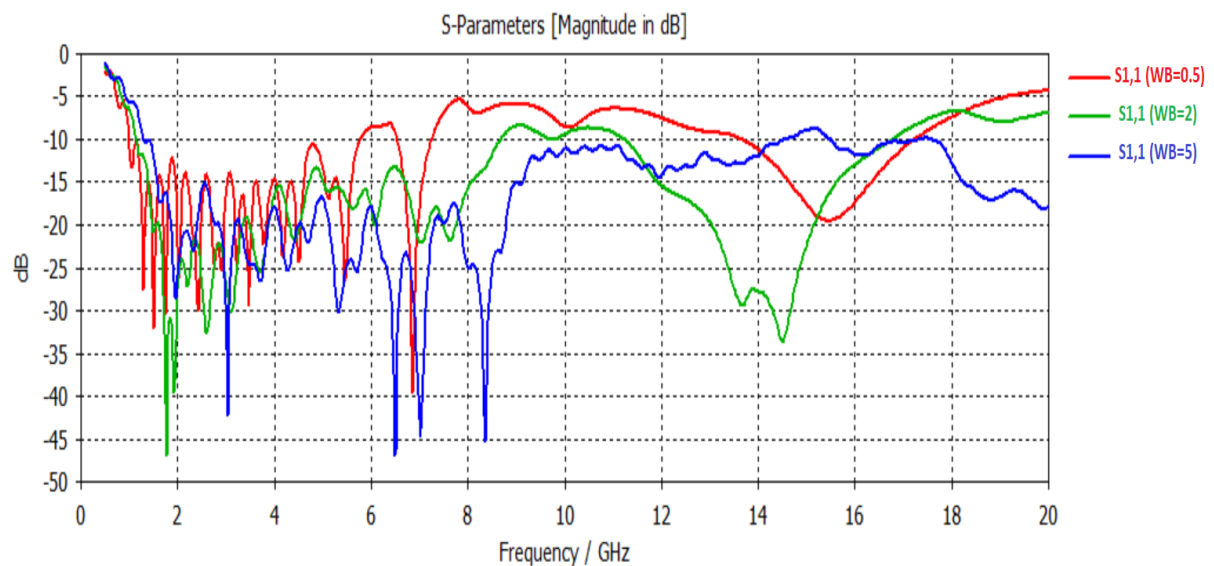
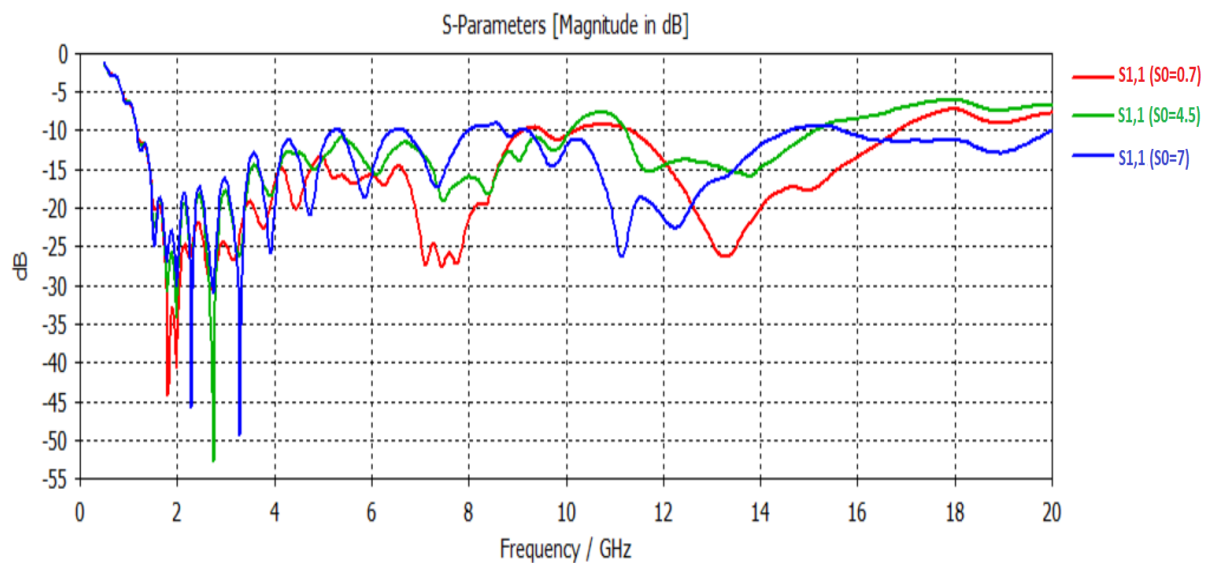


Figure 2.11 – S11 pour différentes largeurs de la ligne

Pour les fréquences inférieures à 6 GHz, les trois largeurs de lignes considérées offrent une réponse satisfaisante. Cependant, pour des largeurs inférieures à 1 mm, une désadaptation est observée au-delà de 6 GHz. Pour des largeurs supérieures à 4 mm, une désadaptation est constatée à des fréquences élevées. Il en découle que les largeurs intermédiaires, de l'ordre de 2,5 mm jusqu'à 4mm, présentent les meilleures performances.

• Influence de l'espacement entre le point d'alimentation et le premier dipôle S_0



Une légère différence remarquée pour le changement de l'espacement S_0 , une meilleure réponse est observée quand $S_0=7\text{mm}$.

2.6.2 Alimentation avec SMA

On ajoute un connecteur SMA pour se rapprocher des mesures réelles, car la source d'alimentation qui est employée pour la réalisation d'une antenne est un connecteur SMA commercial. Pour garantir que notre simulation reflète fidèlement les résultats réels, un design d'un SMA avec les mêmes dimensions du connecteur commercial est fait sur le logiciel CST 3.2. Un nouveau paramètre est intégré qui est la distance entre le début de la ligne et la fin du pin central du connecteur SMA qui alimente la structure qu'on notera g . La valeur de g peut varier de 0 lorsque le pin touche seulement la ligne jusqu'à 1mm qui est la valeur maximale et dans ce cas le pin est totalement sur la ligne.

Le S_{11} représenté sur la figure 2.14 montre que l'ajout du connecteur influe énormément sur le comportement de l'antenne, la bande de fonctionnement de cette antenne est alors passée de [2Ghz-20Ghz] à [2Ghz-5Ghz] pour $g=0$.

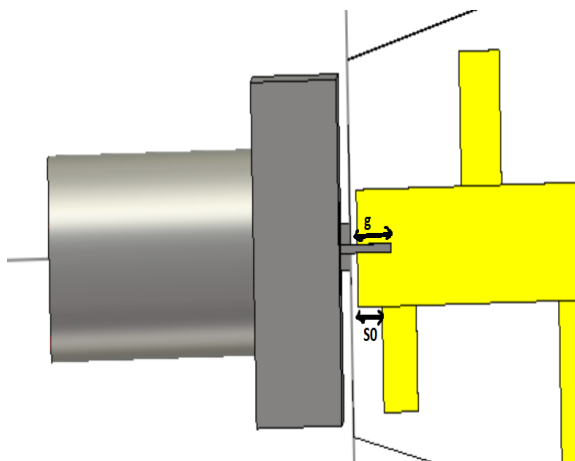


Figure 2.12 – alimentation de l'antenne avec un SMA

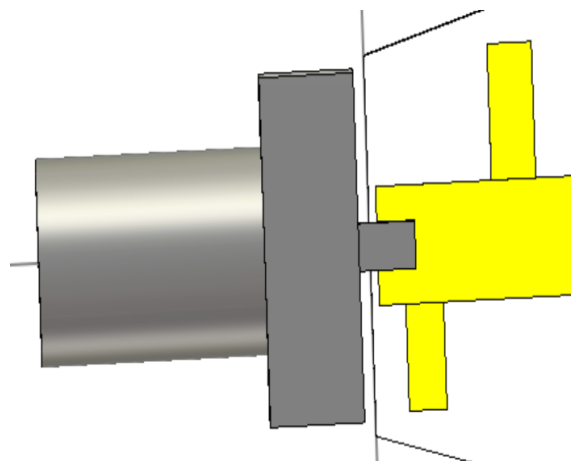


Figure 2.13 – face arrière de l'alimentation de l'antenne

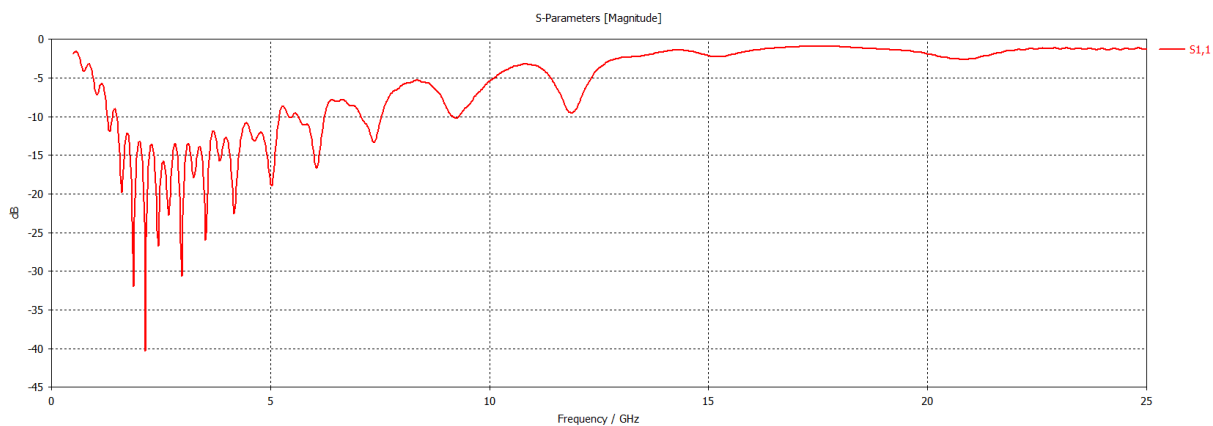


Figure 2.14 – S11 avec alimentation par ligne coaxiale SMA

• Influence de la largeur du substrat du côté du plus petit dipôle

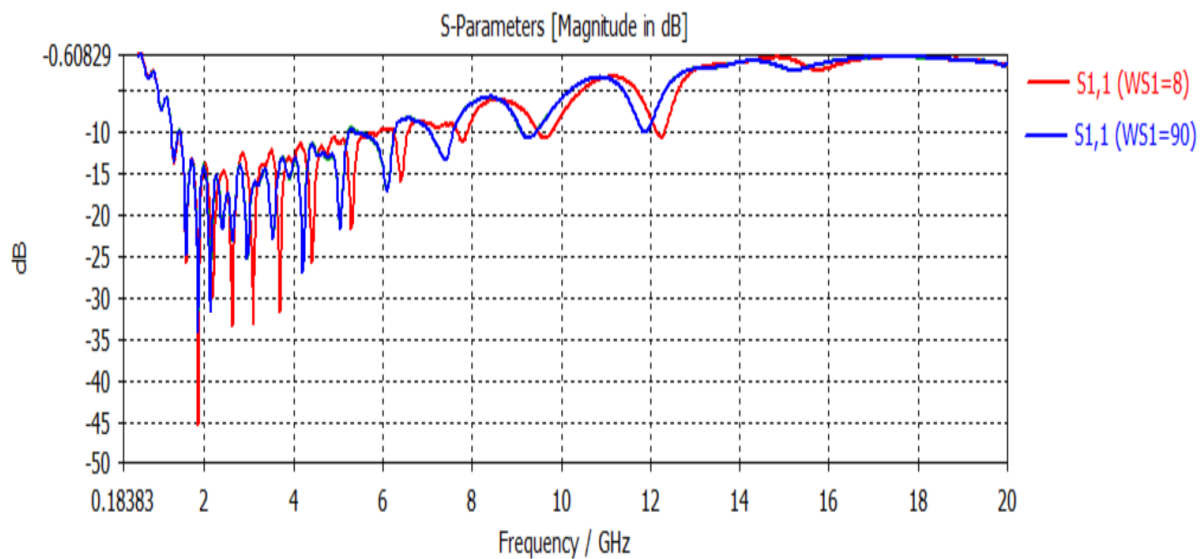


Figure 2.15 – S11 pour différentes valeurs de WS1

La diminution de la largeur gauche WS1 de la structure nous donne une forme trapézoïdale , on remarque que pour une largeur de WS1=8mm , on a une meilleure réponse et la bande arrive jusqu'à 8 GHz , pour 90mm on remarque une désadaptation à 6,5 GHz . On conclue que la forme trapézoïdale présente des avantages supérieures.

• **Influence du paramètre g**

On fait varier le paramètre g du connecteur SMA, entre 0 et 1mm avec un pas de 0.5mm, afin d'observer son influence sur la réponse S11. la valeur de g ne dépasse 1mm car la dimension du pin central du SMA est égale à 1.5mm et distance qu'il y'a entre le substrat et le début de la ligne de transmission est égale à 0.5mm d'où g ne peut pas dépasser 1mm. La figure 2.16 illustre que l'augmentation du paramètre g améliore les performances de la réponse S11. En effet, pour g=1 , la bande de fonctionnement s'étend maintenant jusqu'à 10 GHz.

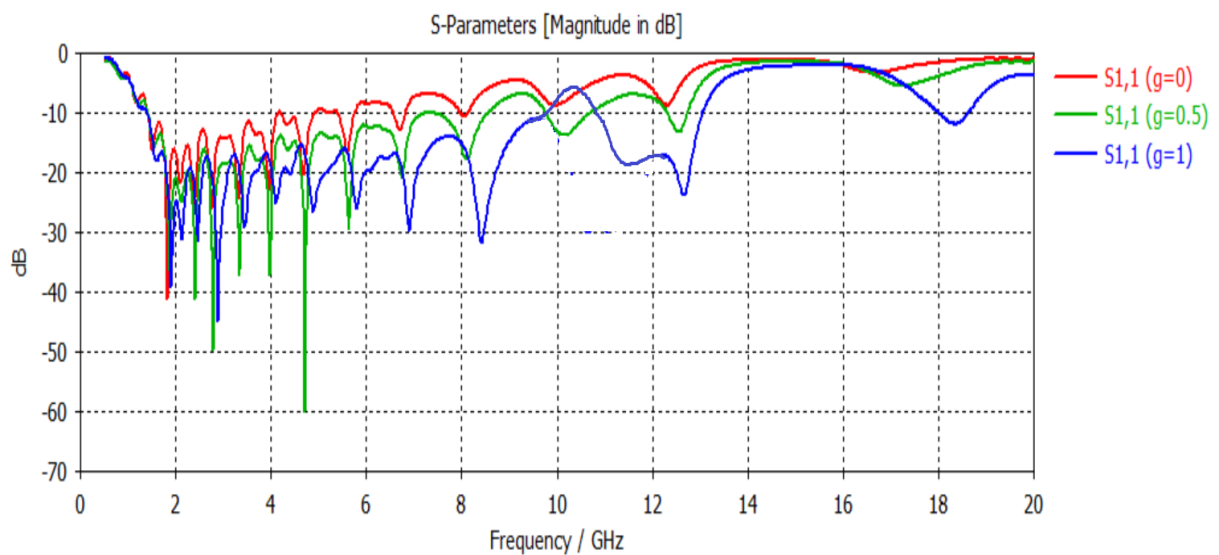


Figure 2.16 – S11 pour différentes valeurs de g

2.7 Conclusion

Pour conclure, les paramètres les plus importants qui jouent un rôle crucial dans la réponse de l'antenne sont ceux étudiés dans ce chapitre. En réalité, d'autres dimensions jouent également un rôle, comme l'épaisseur du substrat et le type de matériau. Cependant, nous devons suivre les normes commerciales, ce qui nous limite à certaines dimensions sur lesquelles il ne sert à rien de faire une étude tant que c'est irréalisable.

L'étude précédente faite à l'aide du simulateur CST 3.2 a déterminé les meilleures dimensions pouvant donner les meilleurs résultats. En effet, pour WB, il doit être compris entre 2.5

et 4, S_0 doit être petit, et g doit être maximal, c'est-à-dire que le SMA doit être entièrement très bien soudé. De plus, la forme qui donne les meilleurs résultats est la forme trapézoïdale. L'ajout du SMA dans les simulations nous aide à nous rapprocher des résultats réels, ce qui sera confirmé après la fabrication de cette antenne.

Cette étude nous permet ainsi d'avoir une idée précise des plages de paramètres qui donnent les meilleurs résultats, et nous essayons d'augmenter la bande passante de l'antenne en conséquence.

Chapitre 3

Conception d'une LPDA avec un réflecteur parabolique

3.1 Introduction

L'antenne d'émission parfaite utilisée dans une chambre anéchoïque pour les tests de compatibilité électromagnétiques (EMC) a deux caractéristiques principales : une large bande et un gain stable et élevé. Parmi les antennes les plus utilisées, on trouve les antennes LPDAs.

Dans ce chapitre, nous concevrons une antenne LPDA fonctionnant jusqu'à 12 GHz et nous analyserons ses paramètres simulés : Son S11, son gain, sa directivité et son diagramme de rayonnement. Pour améliorer son gain, nous explorerons l'ajout d'un réflecteur parabolique qui permet de concentrer les ondes électromagnétiques dans une direction spécifique, augmentant ainsi l'efficacité de la transmission et de la réception des signaux avec une étude paramétrique sur son diamètre, point focal et courbure. L'objectif principal de cette étude est de trouver les meilleures dimensions du réflecteur qui augmentera au maximum le gain de l'antenne pour qu'elle soit prête à être utilisée dans les chambres anéchoïques.

3.2 Présentation du logiciel CST Studio Suite

L'outil de simulation 3D polyvalent CST Microwave Studio permet de simuler avec précision des problèmes électromagnétiques à haute fréquence. En plus de sa vaste utilisation, il présente des avantages importants en termes de produit sur le marché : prototypage virtuel, optimisation.

3.3 Cahier de charge

Les tableaux ci-dessous présentent les spécifications et caractéristiques nécessaires pour la conception d'une antenne LPDA pour une application en chambre anéchoïque. Le tableau 3.1 décrit les exigences techniques, y compris la bande de fréquence, le gain, et les paramètres de polarisation. Le tableau 3.2 fournit les informations sur les matériaux utilisés dans la fabrication de l'antenne, tels que le matériau diélectrique, la permittivité relative, et les épaisseurs des différents composants.

Paramètre	Description
Type d'antenne	LPDA
Bande de fréquence	[2 Ghz - 12 Ghz]
Gain minimum	15 dBi
Polarisation	Linéaire
Diagramme de rayonnement	Un seul lobe principal
Type d'alimentation	connecteur SMA
Impédance	50 Ω

Table 3.1 – Cahier de charges

Matériau	Description
Matériau diélectrique	Epoxy de verre FR-4
permittivité relative du matériau ϵ_r	4.3
Matériau de conduction	Cuivre
Épaisseur du substrat (hs)	1.6 mm
Épaisseur du métal (h)	0.035 mm

Table 3.2 – Caractéristiques des matériaux

3.4 Paramètres et Design de l'antenne

L'étude paramétrique menée dans le chapitre précédent a démontré l'influence considérable du coefficient τ sur la réponse de l'antenne. Il est important de noter que des résonances ont été observées à plusieurs fréquences non adjacentes, ce qui génère une réponse multibande mais ne correspond pas à l'objectif d'une large bande passante. Le facteur déterminant l'espacement entre les résonances est le coefficient τ_s . De ce fait, plusieurs études ultérieures ont été entreprises dans le but d'optimiser les valeurs des coefficients τ pour la longueur, la largeur et l'espacement, ainsi que tous les autres paramètres importants tels que g et la largeur de bande WB afin de réussir à augmenter la bande passante de l'antenne.

La table 3.3 présente toutes les valeurs qui permettent de concevoir l'antenne sur le logiciel CST Studio.

La structure finale sur le logiciel est représentée sur la figure 3.1.

Nombre des dipôles	$N = 15$
Longueur du substrat (mm)	$L_s = 50$
Largeur du substrat (coté gauche et droite successivement (mm))	$W_{s1} = 20, W_{s2} = 60$
Longueur de la ligne (mm)	$LB = 57.5$
Largeur de la ligne (mm)	$WB = 4$
Facteur de longueur τ_L	$\tau_L = 0.87$
Facteur de largeur et espacement $\tau_{s,w}$	$\tau_{s,w} = 0.9$
Dimensions du 1er dipôle (mm)	$L1 = 4, W1 = 0.46, S_{1-2} = 1.48$
Dimensions des N dipôles (mm)	$L_n = \tau_L \cdot L_{n+1}$ $W_n = \tau_w \cdot W_{n+1}$ $S_n = \tau_s \cdot S_{n+1}$
Distance entre le début de ligne d'alimentation et le 1er dipôle S_0 (mm)	$S_0 = 0.6$
Distance entre le début de la ligne d'alimentation et la fin du pin central du connecteur SMA (mm)	$g = 1$

Table 3.3 – Paramètres de l'antenne

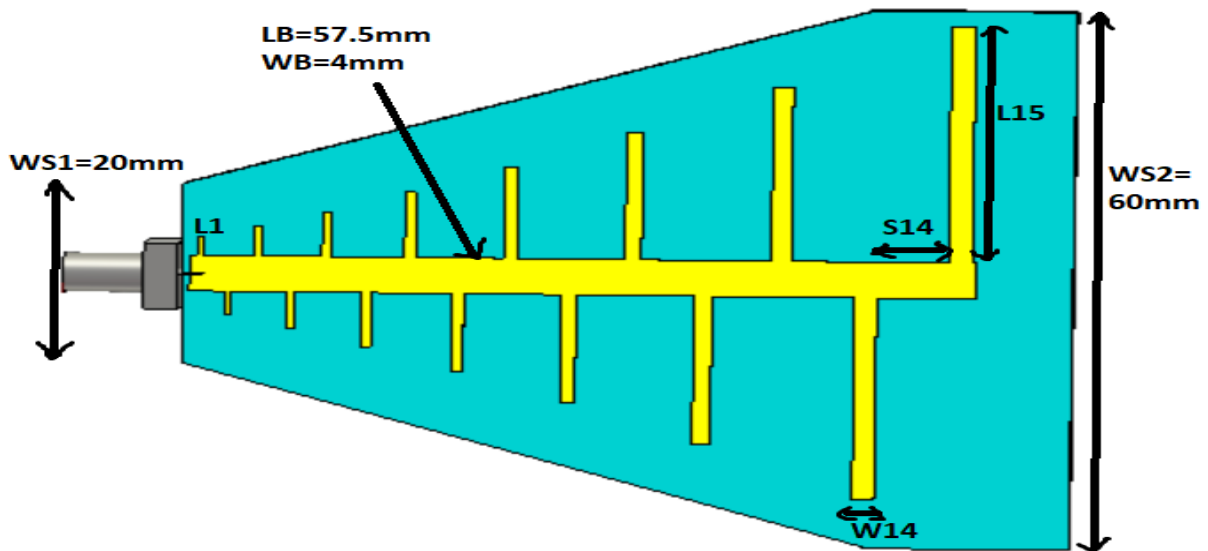


Figure 3.1 – Structure finale avec quelques paramètres généraux

3.5 Résultats et discussions

3.5.1 Coefficient de réflexion S11

Le graphique représenté sur la figure 3.2 montre les résultats de simulation du coefficient de réflexion S11 de l'antenne précédemment conçue. Il est clairement visible que S11 reste inférieur à -10 dB sur toute la bande de fréquences de 2 GHz à 12.4 GHz. Cela indique une excellente adaptation de l'impédance, ce qui signifie que l'antenne est capable de transmettre et de recevoir

efficacement des signaux sur cette large bande sans pertes significatives dues aux réflexions.

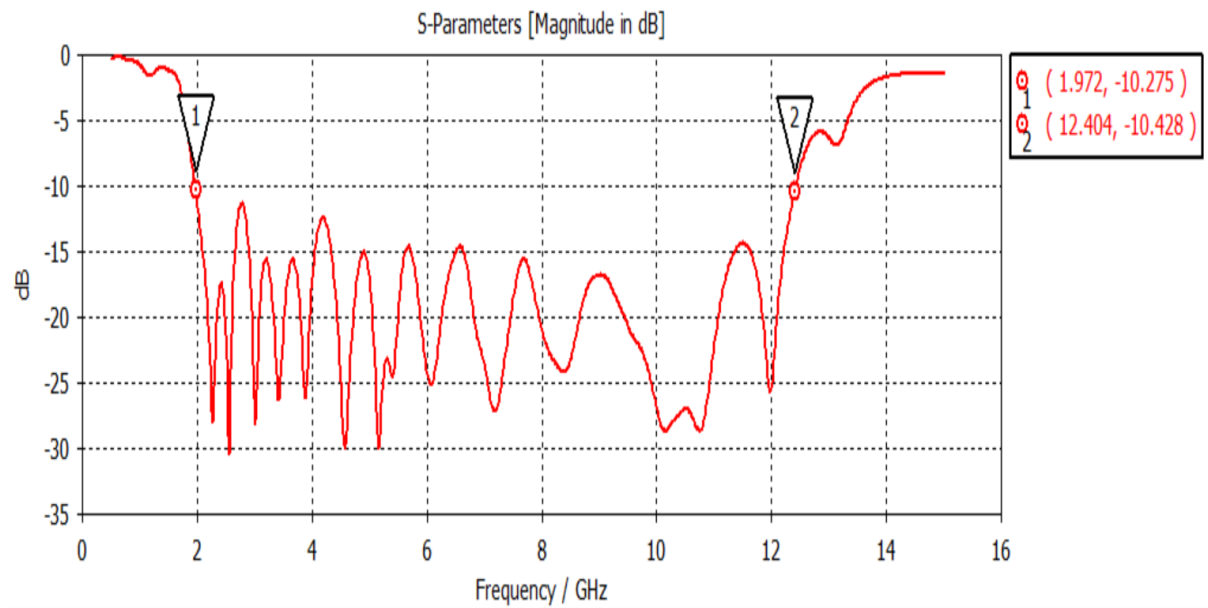


Figure 3.2 – coefficient de réflexion S11 de la structure

3.5.2 Le ROS de l'antenne

La figure 3.3 indique un ROS inférieur à 2 sur la bande de 2 à 12 GHz, ce qui indique une excellente adaptation d'impédance et des performances optimales de l'antenne sur toute cette plage de fréquence.

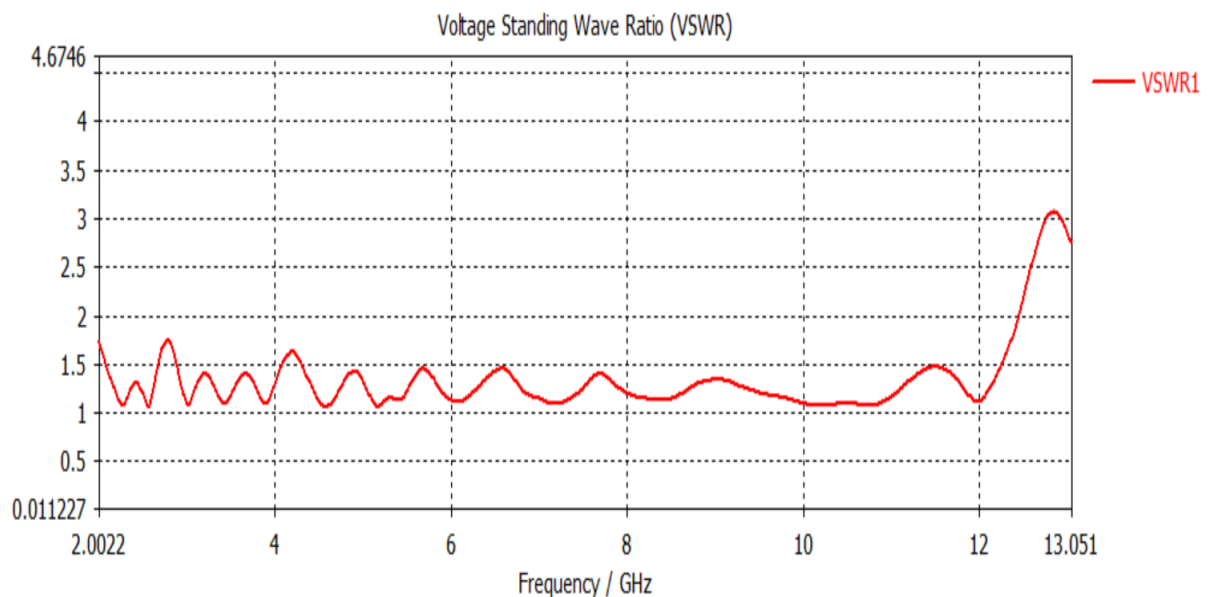


Figure 3.3 – Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) de la structure

3.5.3 Distribution du courant

La distribution du courant représentée sur la figure 3.4 nous donne la zone active, elle nous aide à savoir quels sont les dipôles qui rayonnent à chaque fréquence. La zone rouge dans les figures 3.4a, 3.4b, 3.4c, 3.4d représente les endroits où le courant de surface est très élevé pour les fréquences : $f= 2\text{GHz}$, 4GHz , 8GHz , 12GHz successivement, tandis que les zones en bleu ont un courant de surface très faible. Plus on augmente la fréquence, plus les petits éléments

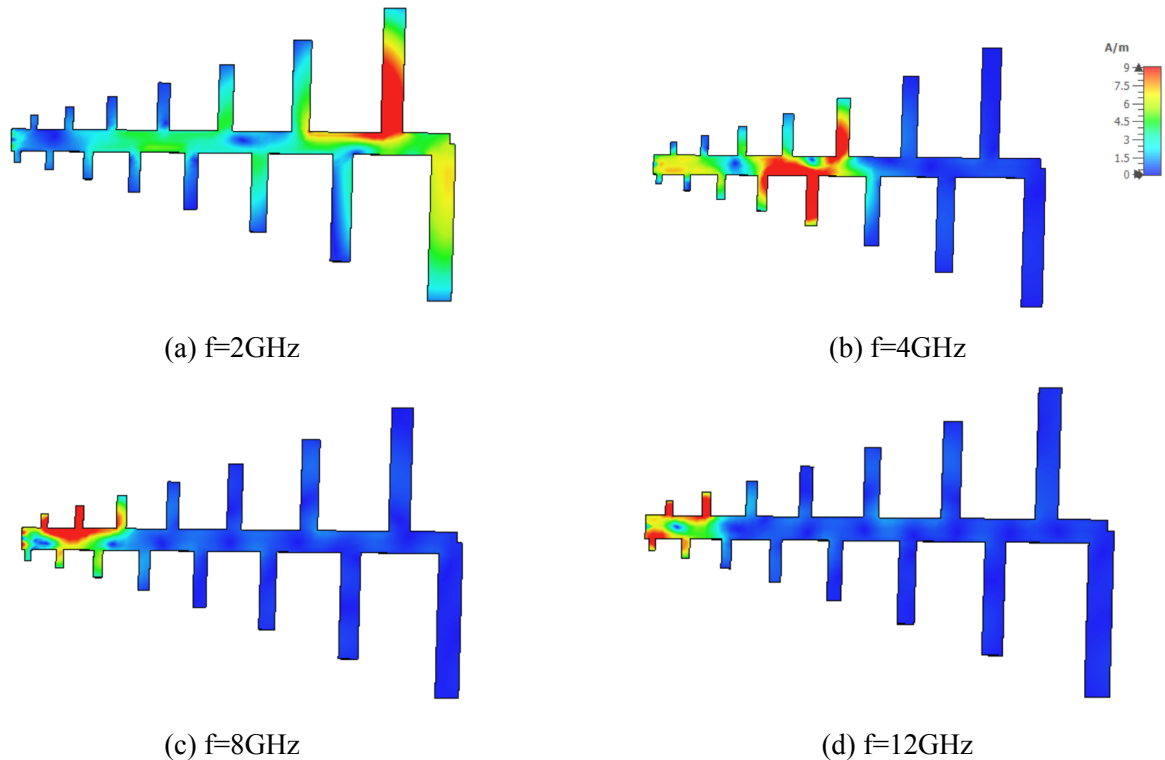


Figure 3.4 – Distribution du courant sur la surface de la structure pour différentes fréquences

fonctionnent. Et inversement, plus la fréquence est basse, plus les grands éléments fonctionnent.

3.5.4 Gain et directivité

La figure 3.5 illustre les performances de l'antenne en termes de gain et de directivité. On observe que le gain de l'antenne se maintient de manière stable aux environs de 6 dB sur toute la bande de fréquences de 2 GHz à 12 GHz. Parallèlement, la directivité de l'antenne est d'environ 7 dB. Cette caractéristique de stabilité enregistrée fait de cette antenne une antenne de mesure (de référence) idéale.

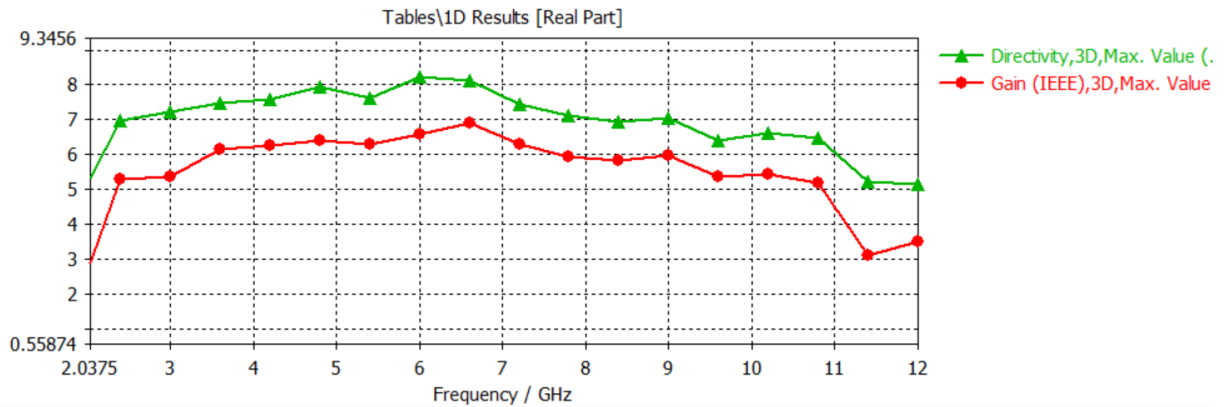


Figure 3.5 – directivité et gain de l'antenne

3.5.5 Diagrammes de rayonnement

Le plan H correspond à la coupe transversale horizontale de l'antenne, avec phi variant de 0 à 360 degrés. Dans ce plan, le diagramme de rayonnement montre la variation de la puissance rayonnée en fonction de l'angle azimutal ϕ pour $\theta = 90$ degrés. Le plan E correspond à la coupe longitudinale verticale de l'antenne, avec theta variant de 0 à 360 degrés. Dans ce plan, le diagramme de rayonnement montre la variation de la puissance rayonnée en fonction de l'angle d'élévation theta pour phi égal à 90 degrés.

La figure 3.6 montre que sur le plan E (pour $\phi = 90^\circ$), le diagramme présente un lobe principal large dirigé vers l'axe horizontal θ aux alentours de 90° , ce qui indique que l'antenne rayonne principalement dans cette direction. Le gain maximal du lobe principal est entre 5 dBi et 7 dBi pour les différentes fréquences représentées sur les figures, représentant la force du rayonnement dans cette direction. La largeur angulaire du lobe principal (3 dB) (l'angle sur lequel le gain est supérieur à la moitié de sa valeur maximale) va de 90.2° pour $f=5.8\text{GHz}$ à 123.5° pour $f=11\text{GHz}$, centré sur l'axe horizontal.

Le diagramme montre également des lobes latéraux à différents angles d'azimut par rapport au lobe principal. Le niveau des lobes latéraux est faible (-8dB , -14.3dB , -16dB), indiquant une puissance de rayonnement faible dans ces directions.

La figure 3.7 montre que sur le plan H (pour $\theta = 90^\circ$), les diagrammes présentent tous un lobe principal étroit dirigé vers l'axe horizontal (phi aux alentours de 90°), indiquant que l'antenne rayonne principalement dans cette direction. Le gain maximal du lobe principal va de 5 à 7 dBi, ce qui représente la force du rayonnement dans cette direction. La largeur angulaire du lobe principal (3 dB) est d'environ 75 degrés. Cela signifie que l'angle sur lequel le gain est supérieur à la moitié de sa valeur maximale est de 69.4° , 56.7° , 74.5° , 82° pour $f=2.4\text{GHz}$, 5.8GHz ,

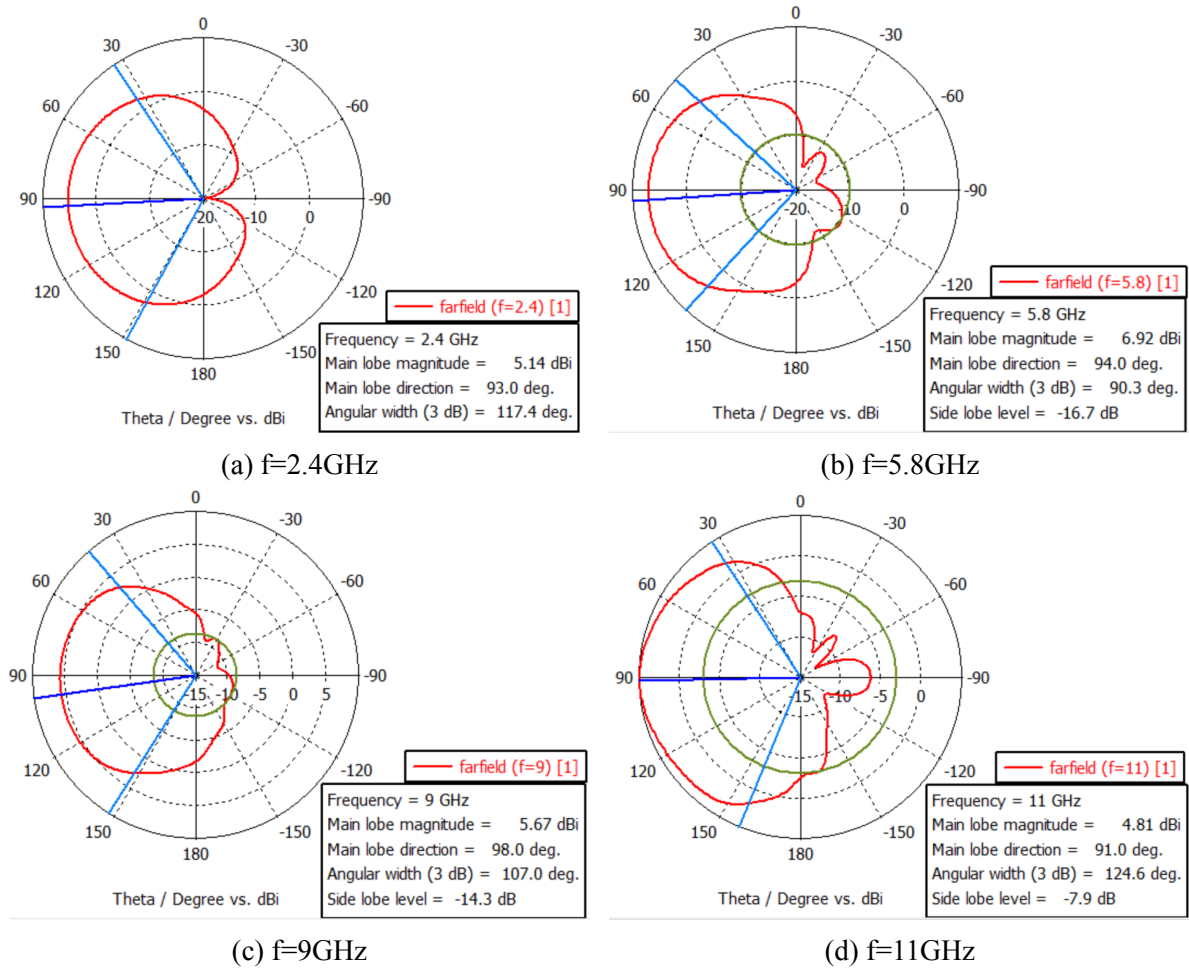


Figure 3.6 – Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire 1D sur le plan E pour différentes fréquences

9GHz, 11GHz successivement centré sur l'axe horizontal. Le diagramme montre également des lobes latéraux à des angles d'azimut différents du lobe principal. Le niveau des lobes latéraux est de -15dB pour les basses fréquences et -7.1 dB pour les hautes fréquences, ce qui indique une puissance de rayonnement faible dans ces directions.

En conclusion, d'après les résultats observés, cette antenne LPDA rayonne dans la direction de ses petits dipôles, elle se distingue par sa directivité remarquable dans le plan perpendiculaire à ses dipôles principaux, orientée dans le sens de ses plus petits dipôles. Elle offre une excellente directivité, des lobes secondaires faibles, un gain moyen stable sur toute la bande et une ouverture angulaire moyenne. L'objectif étant de maximiser le gain tout en minimisant l'ouverture angulaire, afin de faire d'elle le choix idéal pour les applications nécessitant une couverture directionnelle précise, comme les tests et mesures en chambres anéchoïques.

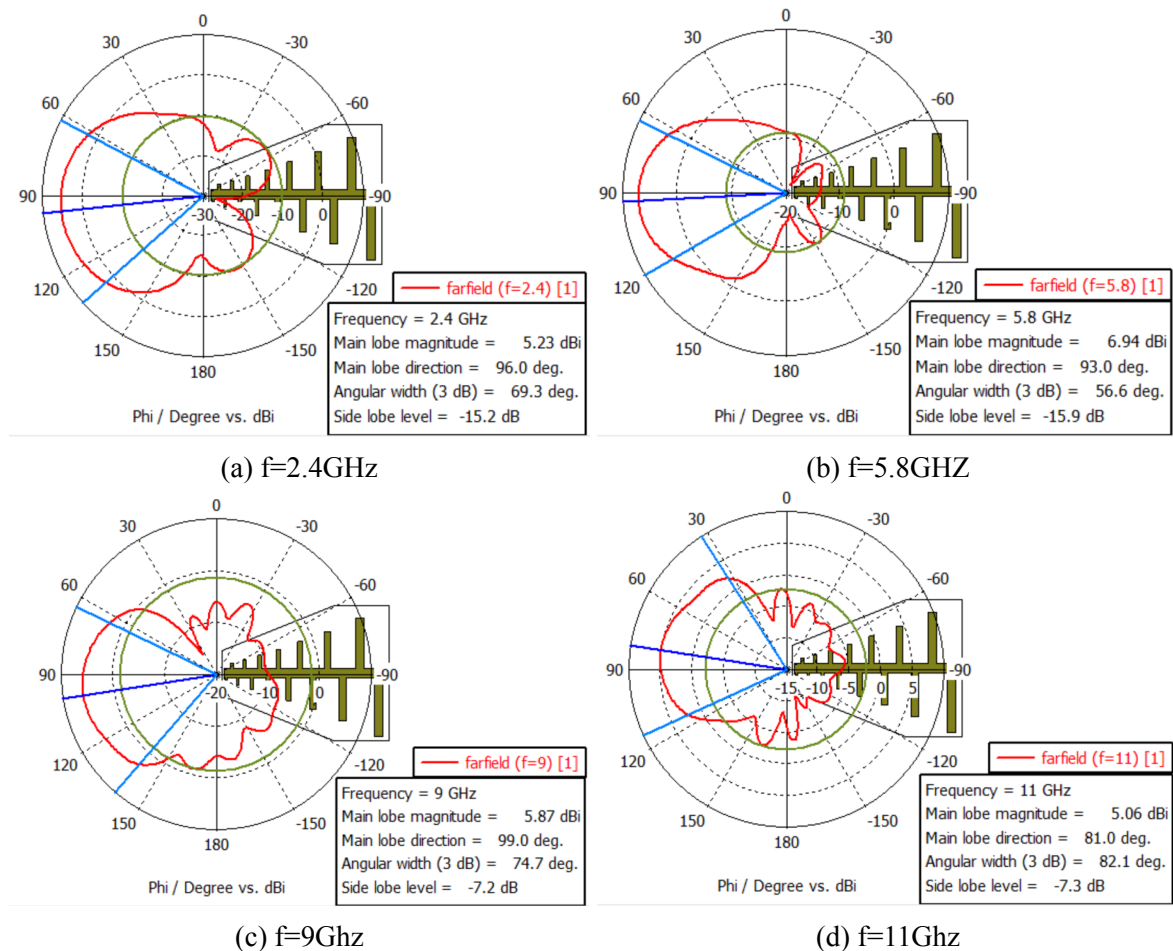


Figure 3.7 – Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaire 1D sur le plan H pour différentes fréquences

3.6 Ajout d'un réflecteur parabolique

L'une des méthodes les plus utilisées pour augmenter le gain d'une antenne est d'installer à une certaine distance une surface réfléchissante qui redirige les ondes vers l'antenne. Le réflecteur parabolique est le plus connu et performant.

Sur le logiciel CST, sur le même fichier de l'antenne LPDA précédente, on crée une parabole en dessinant d'abord une courbe avec l'équation 1.23 puis en la remplissant en surface et lui insérant une épaisseur de 2mm pour la rendre en 3D. On prend comme dimensions initiales :

D= 230mm , H=60mm, depuis ces deux dimensions on calcule la valeur de A selon l'équation

$$1.24 : A = \frac{H}{\left(\frac{D}{2}\right)^2} = \frac{60}{\left(\frac{230}{2}\right)^2} = 0.004536862 \text{ et le foyer analytiquement en utilisant l'équation}$$

$$1.22 : F = \frac{D^2}{16H} = \frac{230^2}{16*60} = 55.1mm$$

La figure 3.8 représente la structure conçue sur CST.

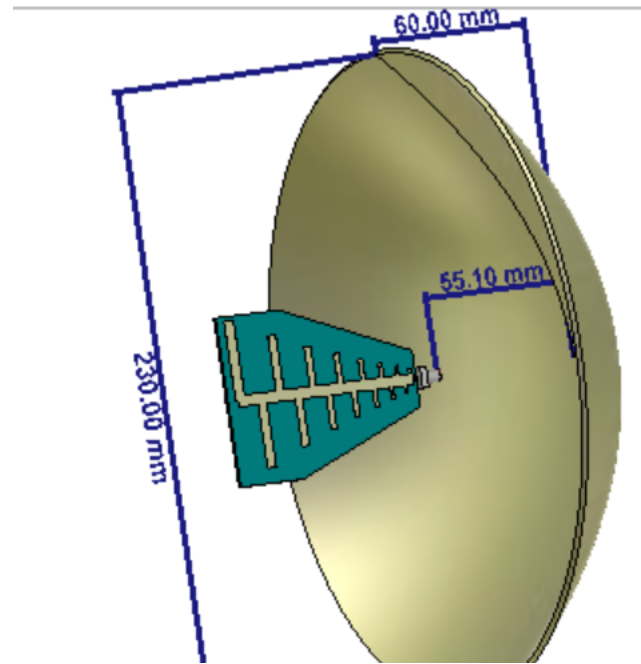


Figure 3.8 – parabole avec LPDA

La figure 3.9 confirme que l'ajout du réflecteur parabolique augmente considérablement le gain .

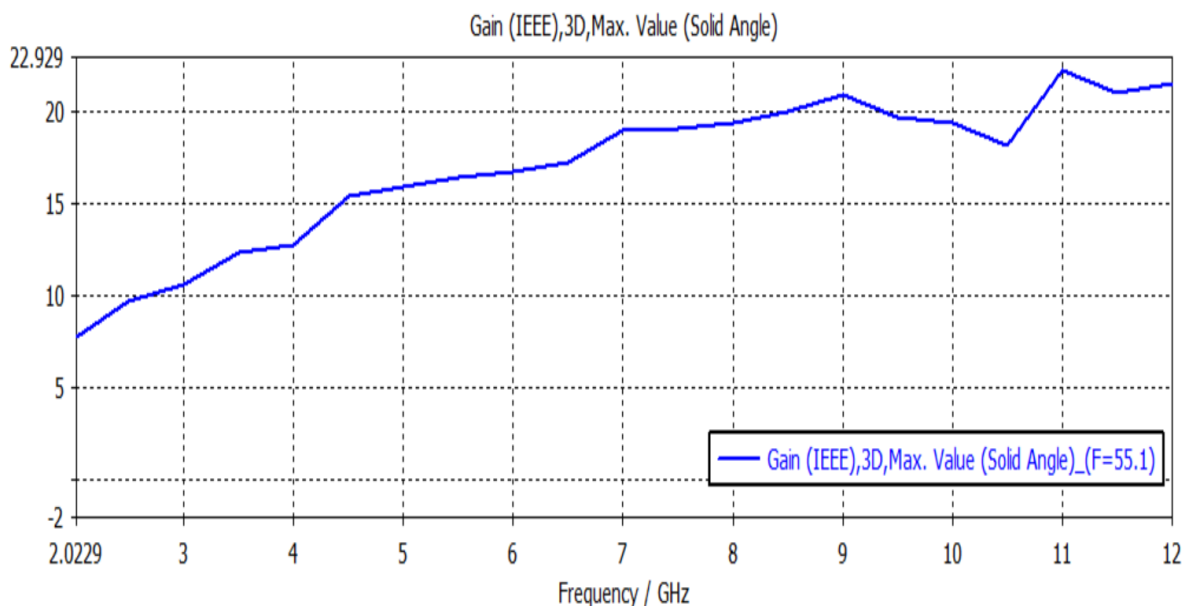


Figure 3.9 – Gain de la LPDA avec parabole

3.6.1 Étude paramétrique

Une étude paramétrique a été entreprise pour évaluer l'impact des trois dimensions essentielles de la parabole : Son diamètre (D) , sa profondeur (H) et la distance focale (F) sur le gain

de l'antenne LPDA visant à l'augmenter au maximum.

• **Influence du diamètre de la parabole**

On fait une étude sur le diamètre en mettant à chacune sa distance focale correspondante calculée par l'équation 1.22 , la figure 3.10 montre les dimensions de chaque cas.

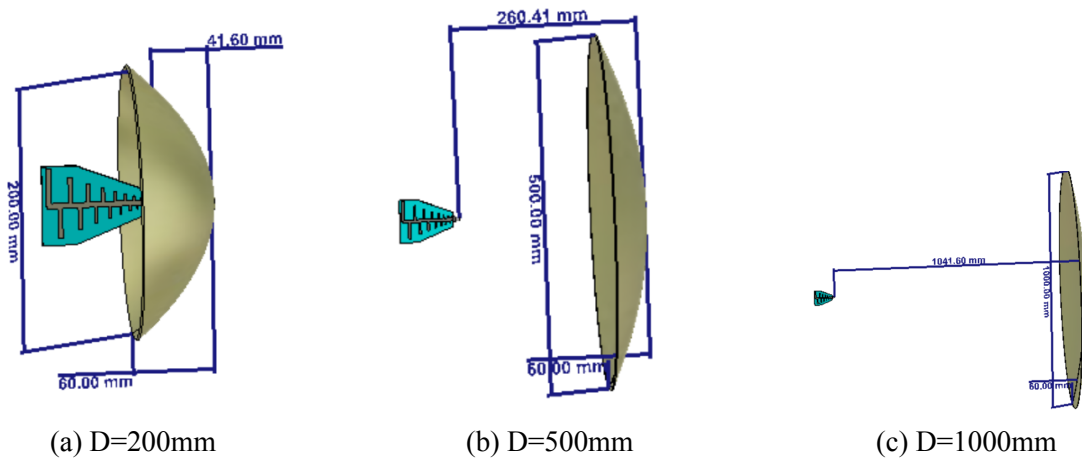


Figure 3.10 – Représentations pour différentes valeurs du diamètre avec leurs distances focales correspondantes sur CST

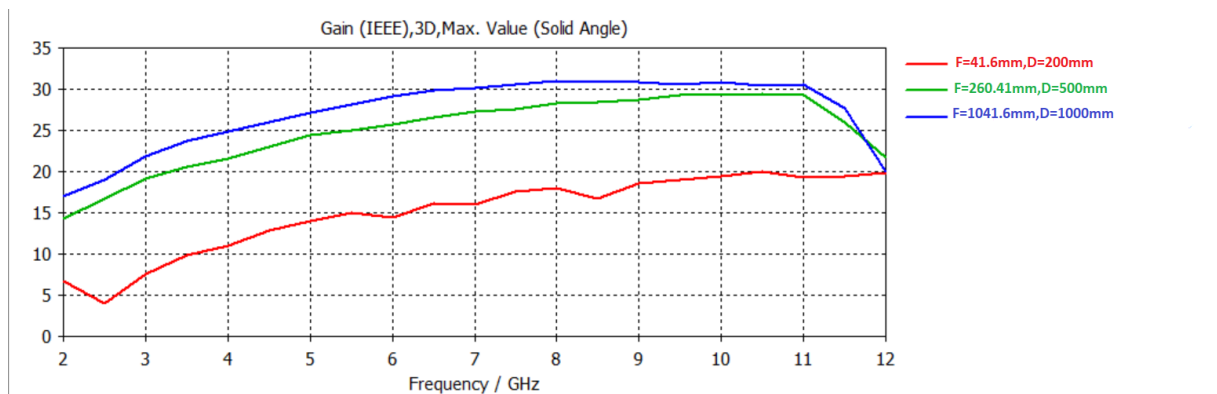


Figure 3.11 – Gains pour différents D

La figure 3.11 nous prouve que l'augmentation du diamètre de la parabole est directement corrélée à une amélioration significative du gain, ce qui en fait un paramètre crucial dans la conception d'antennes à haute performance.

• **Influence de la profondeur de la parabole H**

Pour évaluer l'influence de la profondeur de la parabole (H) sur le gain, nous fixons le diamètre de la parabole à 200 mm et calculons la distance focale correspondante pour chaque cas (figure 3.12) .

La figure 3.11 indique que l'influence de la profondeur H est l'inverse de celle du diamètre D : chaque fois que H augmente, le gain diminue.

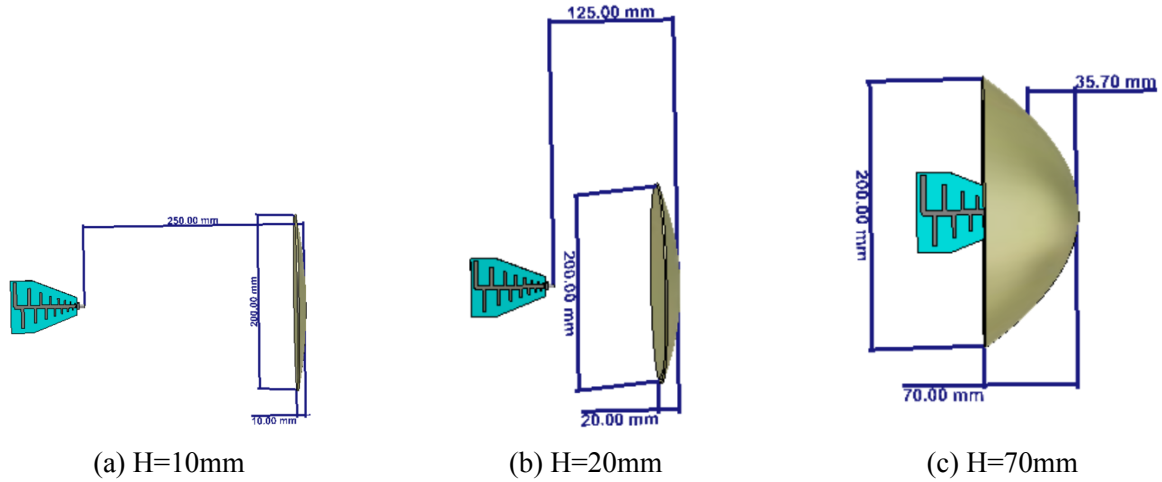


Figure 3.12 – Représentations pour différentes valeurs de la profondeur de la parabole H

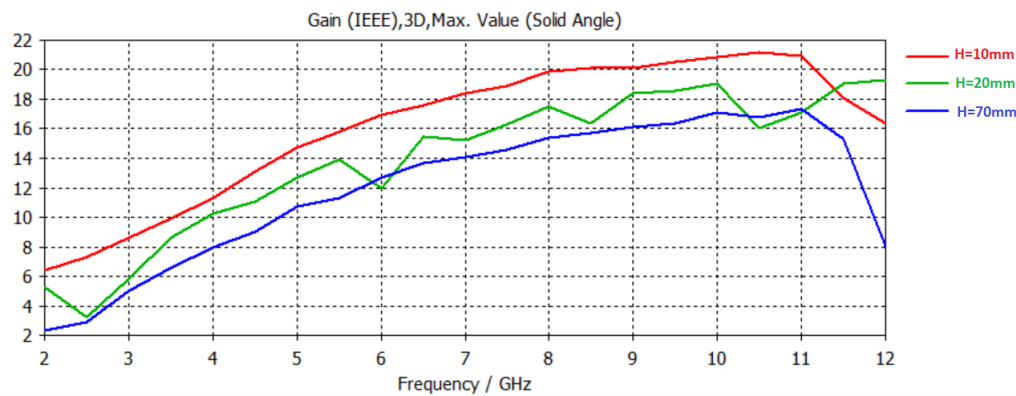


Figure 3.13 – Gains pour différents H

On peut conclure à travers cette étude sur H et D que pour optimiser le gain d'un réflecteur parabolique, il est crucial que la profondeur H reste petite et que le diamètre D soit grand. En effet, une profondeur accrue diminue le gain en rendant la parabole plus étroite et moins efficace pour concentrer les ondes électromagnétiques au point focal. De plus, une profondeur moindre maximise la surface perpendiculaire aux ondes incidentes, améliorant ainsi la capture et la concentration de l'énergie des ondes pour un gain supérieur. Parallèlement, un diamètre plus grand augmente la surface de réflexion, permettant de capter et de focaliser davantage d'énergie, ce qui améliore également le gain.

- **Influence de la distance focale**

Pour D=230mm et H=60mm, on fait varier la distance focale pour voir si la distance focale analytique de 55.1mm est vraiment celle qui donne le meilleur gain, on prend alors les valeurs

différentes écrites dans le tableau 3.4.

F(mm)	20	40	60	80	100	120	140	180	200
-------	----	----	----	----	-----	-----	-----	-----	-----

Table 3.4 – Étude paramétrique sur la distance focale F

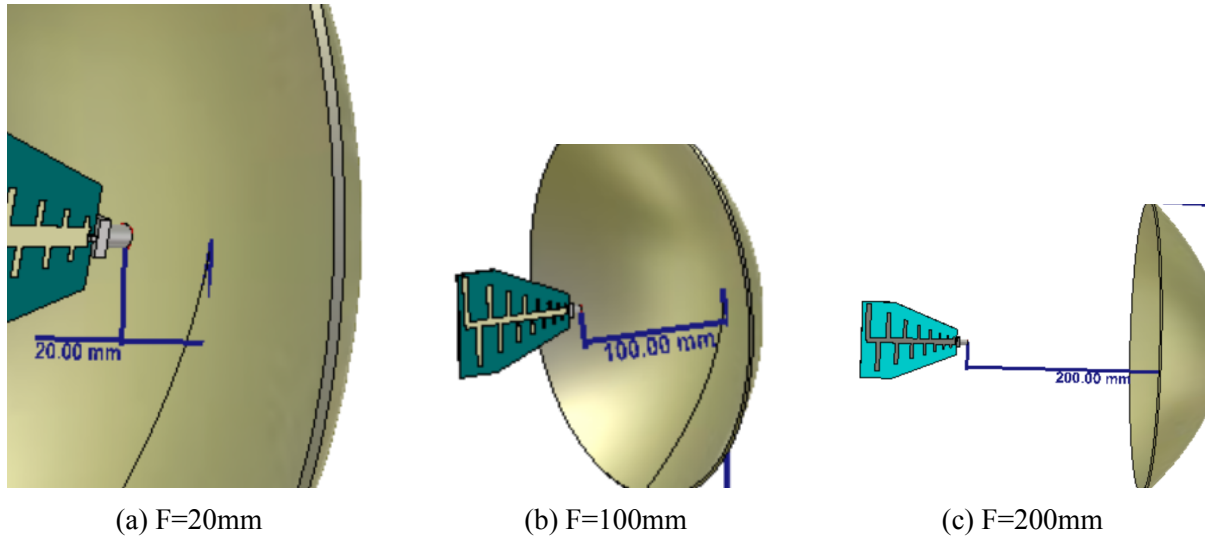


Figure 3.14 – Représentations pour différentes distances focales sur CST

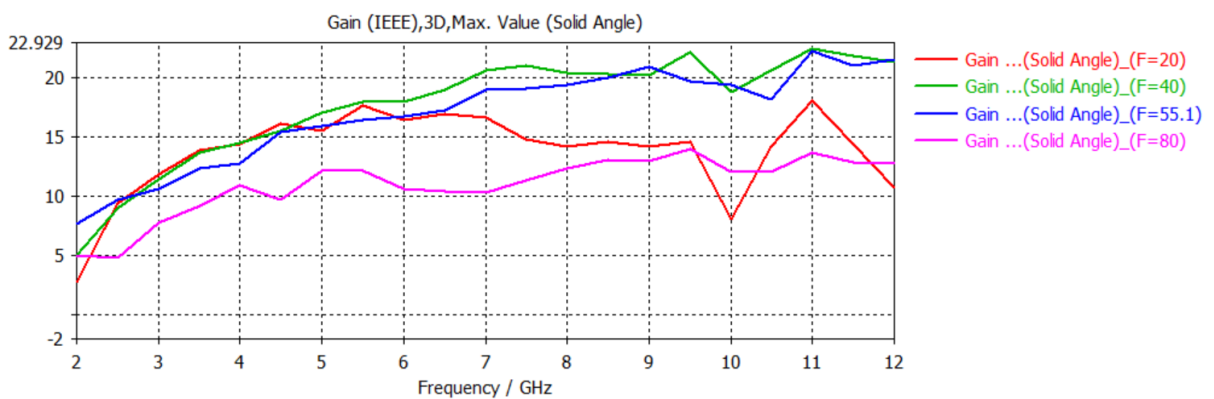


Figure 3.15 – Gains pour des valeurs de F inférieures à 100 mm

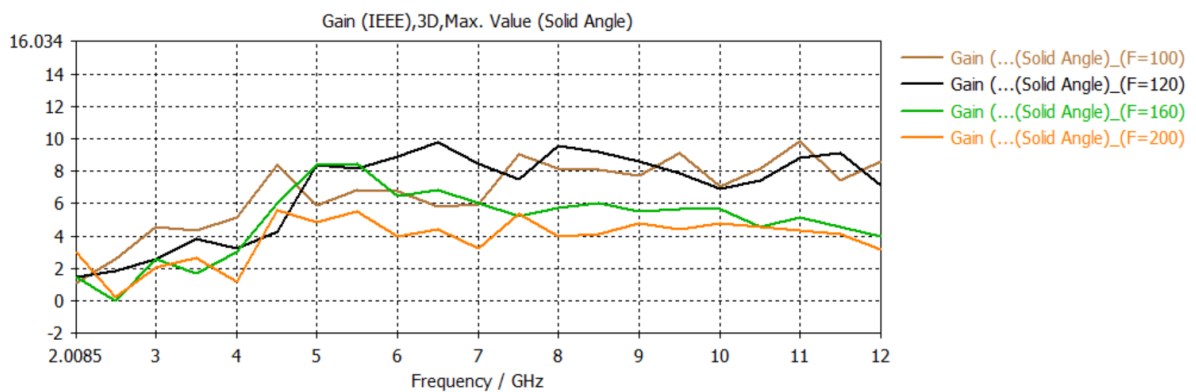


Figure 3.16 – Gains pour des valeurs de F supérieures à 100 mm

Les distances focales qui donnent des résultats meilleurs sont celles qui sont inférieures à 100 mm. et si on se concentre sur la figure 3.15, on remarque que la distance $F=40\text{mm}$ donne un gain meilleur que la distance $F=55.1\text{mm}$ et cela s'explique par le fait que la vraie distance focale n'est pas celle qui sépare le connecteur SMA du centre de la parabole mais celle qui sépare la zone active de chaque fréquence de l'antenne du centre de la parabole. Cela implique qu'il serait idéal de modifier la distance focale pour chaque fréquence afin d'obtenir le gain optimal correspondant à chaque fréquence. Cependant, il n'est pas pratique de réajuster l'antenne à chaque changement de fréquence. La distance focale théorique fournit des résultats satisfaisants sur toute la plage de fréquences. Par conséquent, nous utiliserons cette distance fixe pour l'ensemble des fréquences.

3.7 Étude de l'antenne avec une parabole à dimensions connues

Nous ferons l'étude sur la parabole dont nous disposons à l'ENSTA ayant les dimensions : $D=400\text{mm}$, $H=60\text{mm}$, la distance focale calculée est égale à 166.66mm , ces dimensions sont représentées sur la figure 3.17 et son gain sur la figure 3.18.

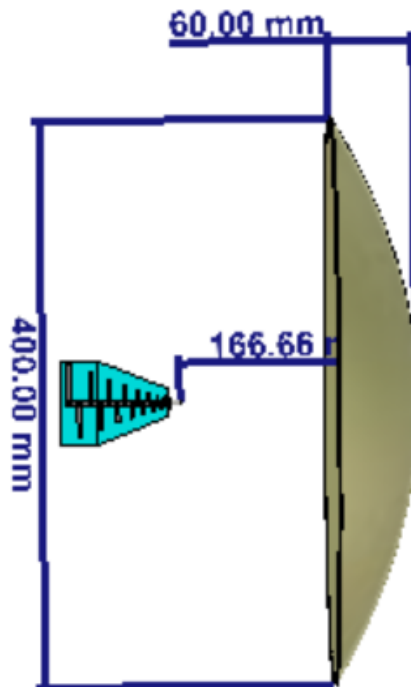


Figure 3.17 – Parabole dotée de l'antenne LPDA comme alimentation

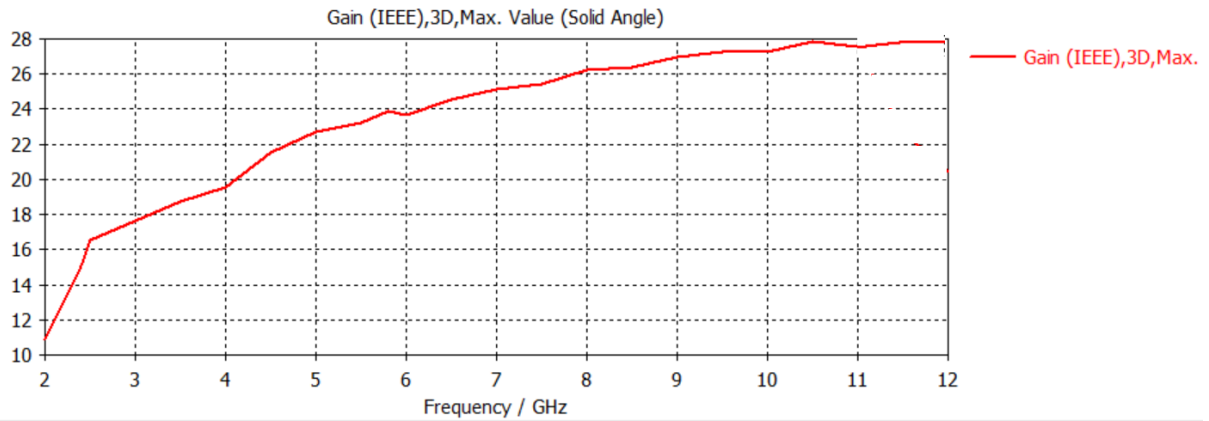


Figure 3.18 – Gain correspondant

Diagrammes de rayonnement

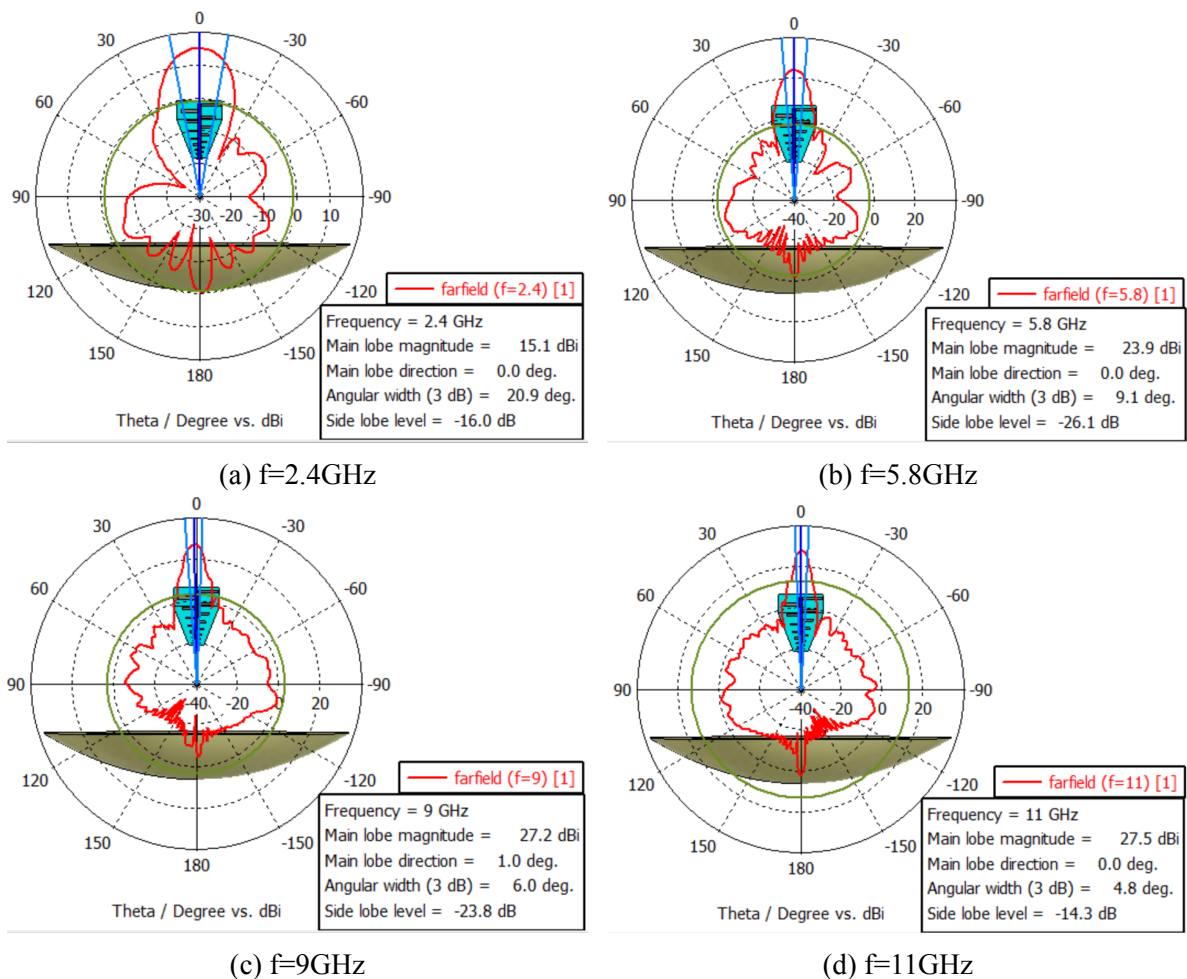


Figure 3.19 – Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires pour différentes fréquences pour une LPDA en plan E

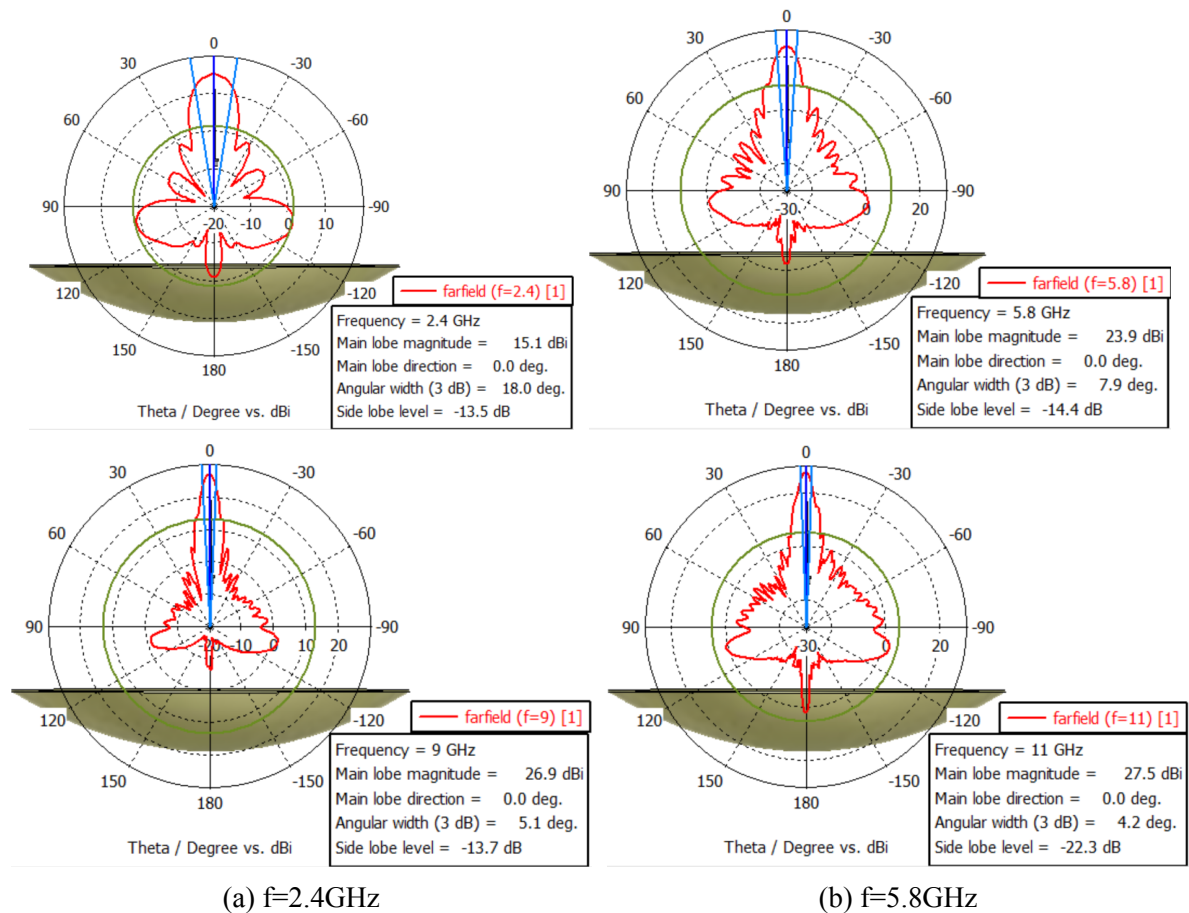


Figure 3.20 – Diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires pour différentes fréquences avec une antenne LPDA en plan H

Comparons les résultats obtenus avec réflecteur (figure 3.19 et 3.20) avec les résultats obtenus sans réflecteur (figures 3.6 et 3.7).

- Les résultats sur les plans E et H sont presque identiques. Ainsi, l'antenne peut être installée horizontalement (plan E) ou verticalement (plan H), avec parabole (figure 3.19 et 3.20) ou sans parabole (3.6 et 3.7), elle fournira presque les mêmes réponses comme illustré sur les figures .
- Le gain du lobe principal est beaucoup plus élevé avec le réflecteur parabolique arrivant à 27.5 dB pour une fréquence de 11GHz et le niveau des lobes secondaires est réduit ce qui indique une amélioration significative de la directivité et de la puissance du faisceau.
- La largeur angulaire est considérablement réduite avec le réflecteur parabolique diminuant jusqu'à 4 degrés ce qui est très faible, ce qui signifie que l'antenne devient beaucoup plus directive, concentrant son énergie dans une zone plus étroite.

Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne avec parabole

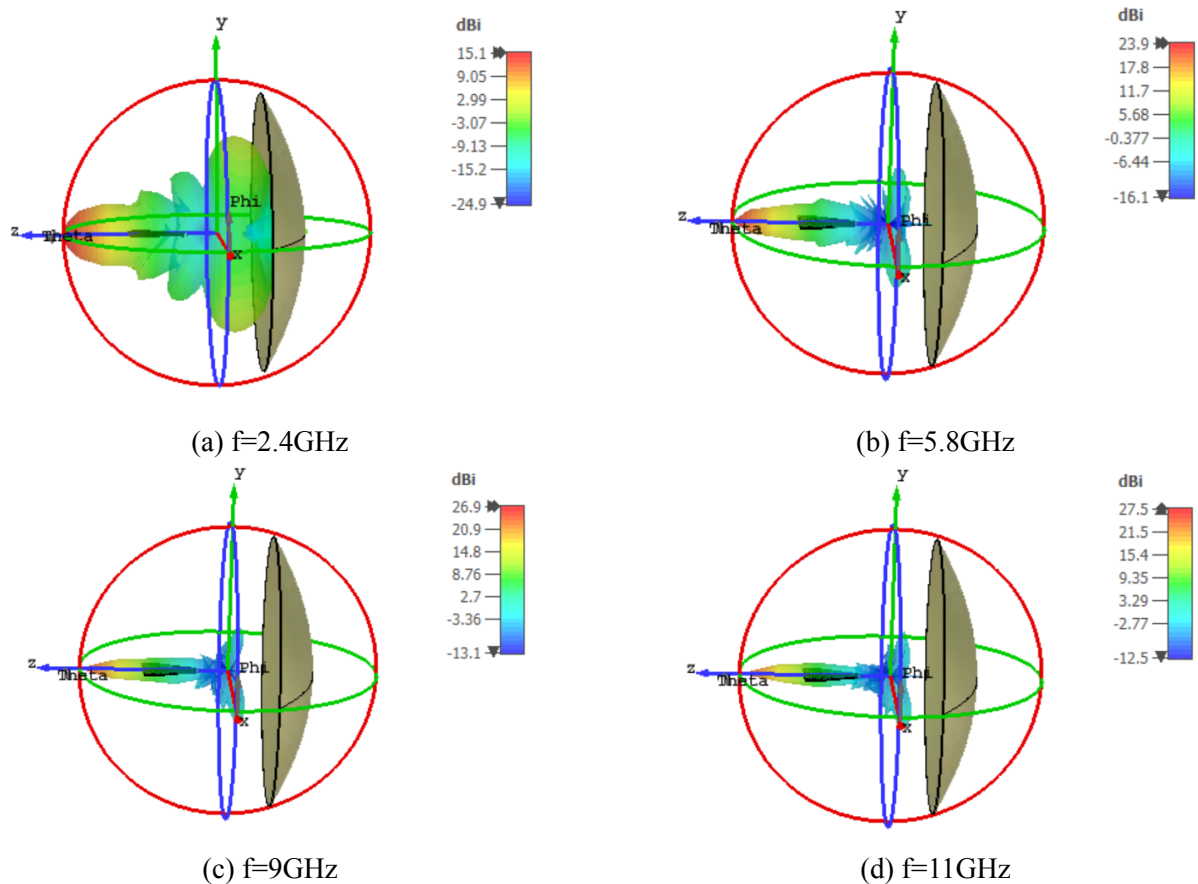


Figure 3.21 – Diagrammes de rayonnement en 3D

L'illustration ci dessus (figure 3.21) présente les diagrammes de rayonnement en trois dimensions de l'antenne LPDA couplée à une parabole précédemment donné en 1D sur les figures 3.19 et 3.20. Ce diagramme nous aide à comprendre la distribution du gain de l'antenne dans l'espace (en 3D). La zone rouge indique les régions où le gain est le plus élevé qui sont orientées principalement dans la direction de la parabole, montrant l'efficacité de la parabole pour concentrer l'énergie rayonnée par l'antenne LPDA dans une direction spécifique et la zone bleue indique les zones des gains les plus faibles.

Chapitre 4

Réalisation et caractérisation de l'antenne

LPDA

4.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la réalisation d'une antenne LPDA couvrant une large bande de fréquences allant de 2GHz à 12GHz. Après une étude approfondie de ses propriétés théoriques et une analyse détaillée de ses résultats de simulation présentée dans le chapitre précédent, nous nous concentrerons ici sur la phase pratique de sa réalisation. Nous nous attacherons tout particulièrement à l'analyse des diagrammes de rayonnement sur les plans E et H à des fréquences spécifiques, notamment à 2,4 GHz et 9 GHz. Ces fréquences ont été choisies en raison de leur pertinence dans les applications sans fil modernes. Les résultats expérimentaux obtenus seront comparés aux simulations effectuées avec et sans l'ajout d'une parabole, afin de mettre en évidence ses effets sur les performances globales de l'antenne.

4.2 Réalisation de l'antenne

La technique de la photolithographie est utilisée pour la fabrication de l'antenne avec les étapes qui suivent.

- **Exposition aux ultraviolets** : Avant cette étape, le fichier en version dxf est imprimé sur un film transparent 4.1, la plaque de cuivre est exposée à la lumière ultraviolette à travers ce dernier pendant une durée de 2 minutes à l'aide d'une unité d'exposition, ce qui implique la détérioration de la résine photosensible en contact direct avec les UV (figure 4.2).

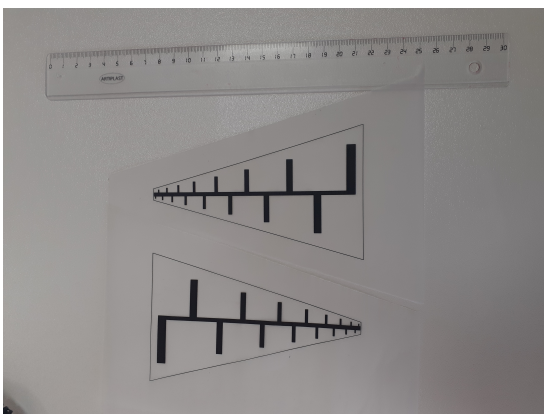


Figure 4.1 – Impression de la version DXF sur un papier transparent



Figure 4.2 – Exposition à la lumière Ultra-violette

- **Développement et rinçage** : Ensuite, le substrat est soumis à un processus de développement pour retirer la zone de la résine photosensible détériorée. Cela révèle les zones

de cuivre qui seront gravées lors du processus d'attaque chimique. Le substrat est ensuite soigneusement rincé pour éliminer tout résidu de solution de développement.

- **Gravure chimique :** Le substrat est immergé dans un bain de chlorure ferrique (FeCl_3) ou un autre agent chimique approprié pour attaquer sélectivement le cuivre non protégé par la résine photosensible. Ce processus de gravure chimique érode le cuivre non protégé, créant ainsi les motifs de l'antenne sur la plaque de cuivre (figure 4.3) .



Figure 4.3 – Immersion dans les deux produits

- **Soudure des connecteurs SMA :** Enfin, un connecteur SMA est soudé à l'entrée de l'antenne. Ce connecteur permet de connecter l'antenne à un analyseur de réseau ou à d'autres équipements de mesure pour évaluer ses performances.

4.2.1 Réalisation de l'antenne PLPDA étudiée en chapitre 2

L'antenne étudiée au chapitre 2 a été réalisée (figure 4.4) et son coefficient de réflexion a été mesuré à l'aide du VNA (figure 4.5).



Figure 4.4 – PLPDA fonctionnant jusqu'à 7Ghz

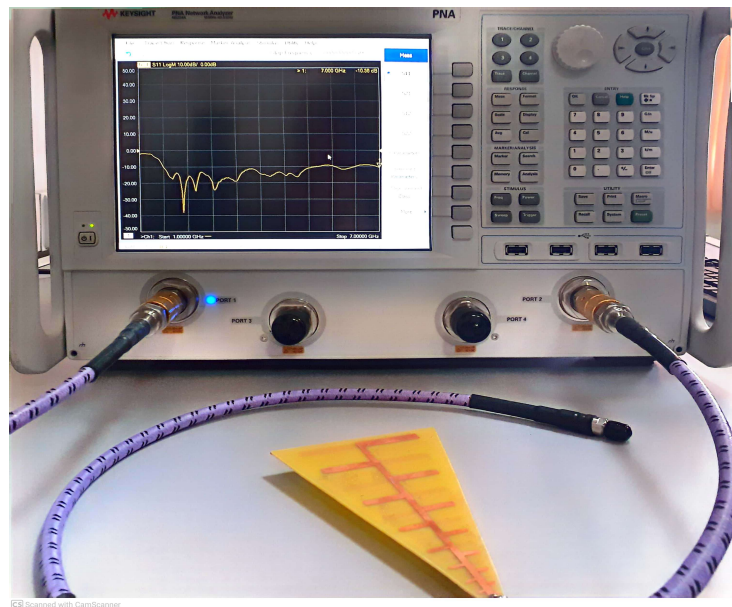


Figure 4.5 – Mesure du S11 de l'antenne à l'aide d'un VNA

La superposition du S11 mesuré et de celui simulé sur la figure 4.6 montre que les résultats pratiques correspondent aux simulations lorsque le connecteur SMA est utilisé, mais pas sans ce connecteur. L'antenne employée présentait une bande passante restreinte et n'a pas répondu à nos attentes en termes de performance. Ce qui nous a conduit à faire pousser nos recherches et essais pour arriver à celle fonctionnant jusqu'à 12GHz étudiée en chapitre 3.

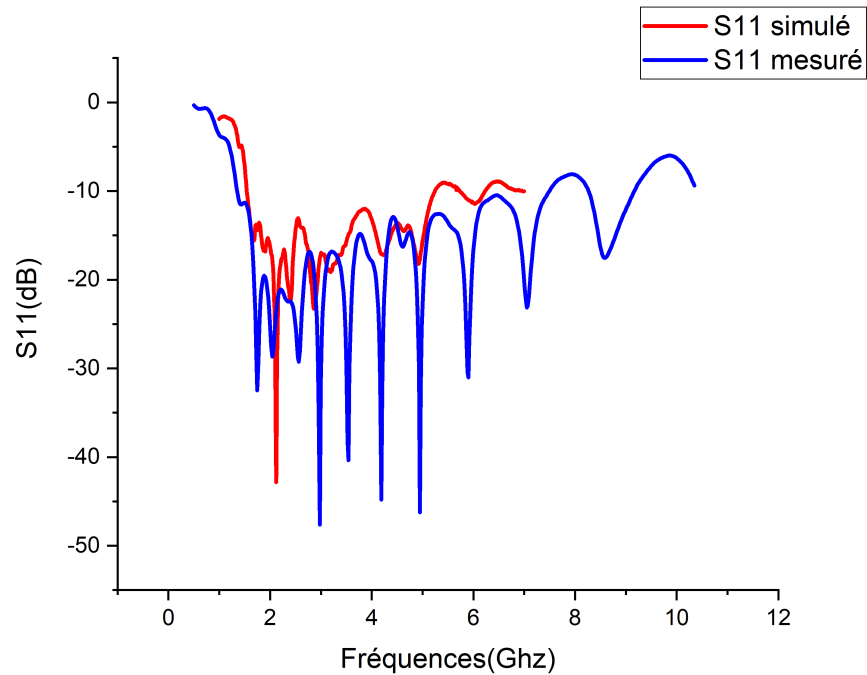


Figure 4.6 – Superposition du S11 simulé et mesuré

4.2.2 Réalisation de l'antenne PLPDA étudiée en chapitre 3

La figure 4.7 présente l'antenne fabriquée, mesurée à l'aide du VNA comme illustré sur la figure 4.8 et donne un très bon résultat arrivant jusqu'à 12.8 Ghz. Le résultat de mesure (en bleu) sur la figure 4.10 est superposé avec le résultat de simulation (en rouge).

Le ROS de la structure mesuré est représenté sur la figure 4.11, le ROS dépasse 2 à partir de la fréquence 13Ghz ce qui explique une excellente adaptation jusqu'à cette fréquence.

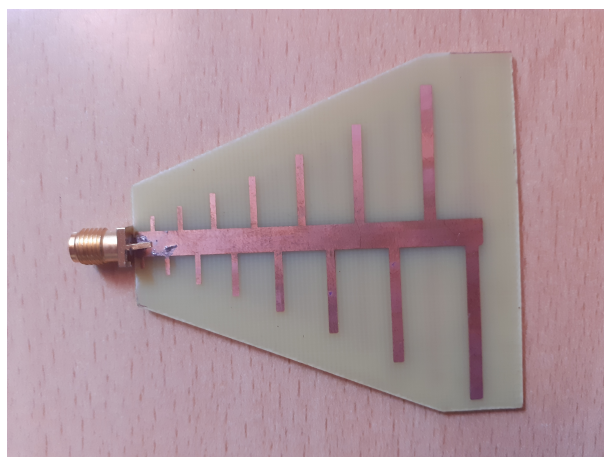


Figure 4.7 – PLPDA fonctionnant jusqu'à 12Ghz

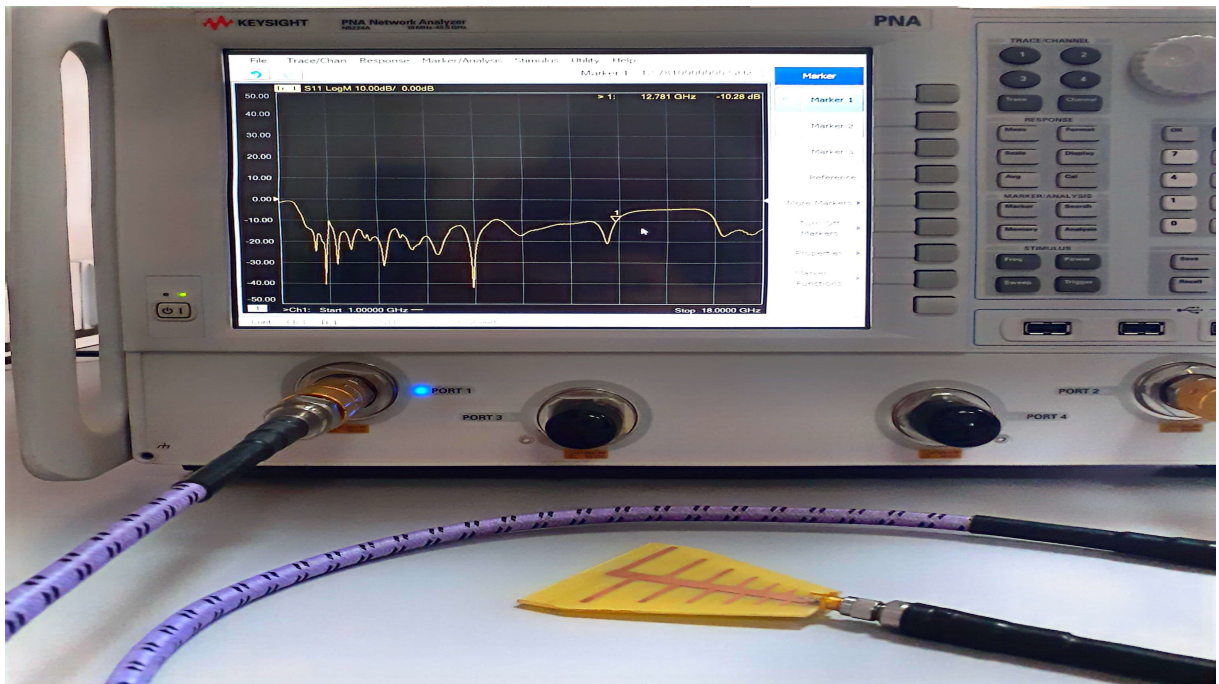


Figure 4.8 – S11 mesuré à l'aide du VNA

Le but de mesurer l'impédance d'une antenne est de vérifier si elle est bien adaptée à la ligne de transmission (typiquement 50 Ohms). L'antenne LPDA est conçue pour avoir une impédance relativement stable sur une large bande de fréquences, ce qui est vérifié sur la figure 4.9 par la distribution des points sur le diagramme de Smith.

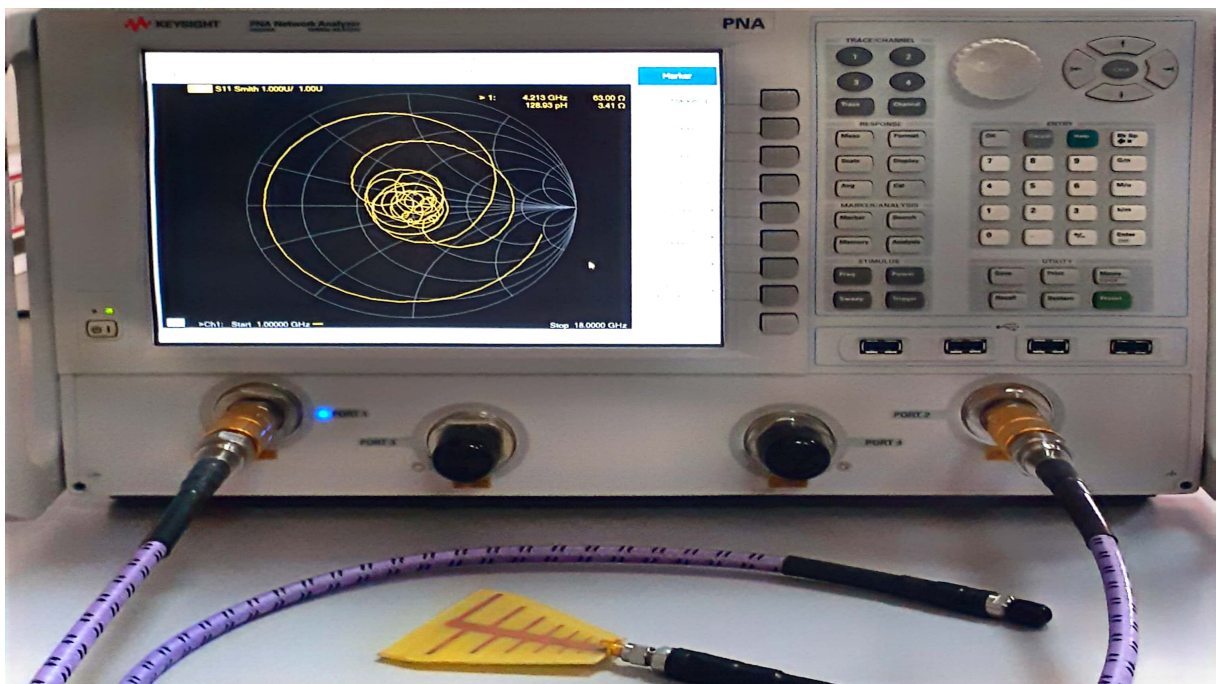


Figure 4.9 – Mesure de L'impédance d'entrée de l'antenne à l'aide du VNA

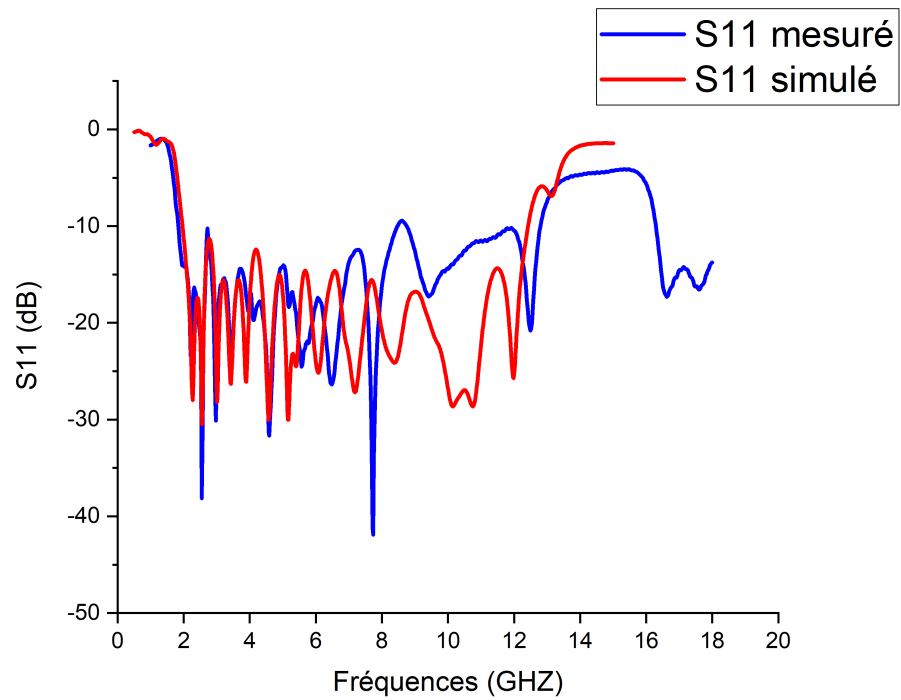


Figure 4.10 – S_{11} simulé et mesuré de l'antenne LPDA étudiée en chapitre 3 fonctionnant de 2 à 12GHz

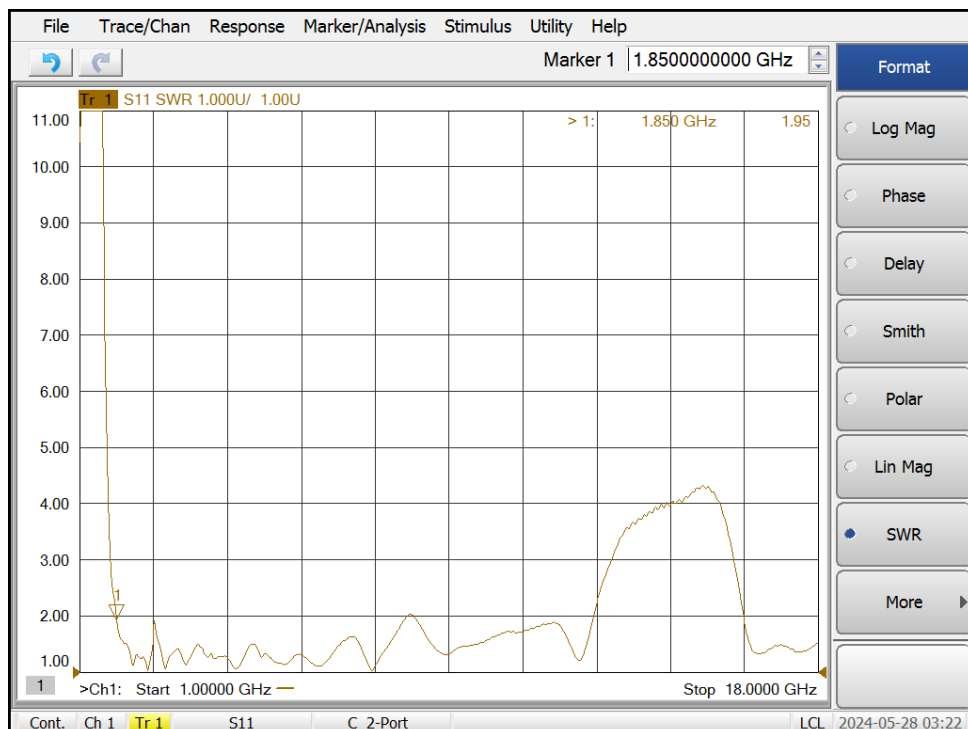


Figure 4.11 – ROS mesuré

La connexion du SMA a fait l'objet de nombreux tests. En théorie, le connecteur SMA devrait être placé à l'extrémité opposée des plus petits dipôles de l'antenne, car c'est de ce côté

que l'antenne rayonne. L'utilisation d'un balun infini, est également envisageable. Cependant, aucune de ces méthodes n'a donné des résultats satisfaisants ce qui nous a menés à le connecter du côté des petits dipôles.

4.3 Mesure des diagrammes de rayonnement

Nous procédons à la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne conçue en chambre anéchoïque pour différentes configurations et fréquences. Les tests sont réalisés à 2,4 GHz pour l'antenne avec parabole et à 9 GHz pour l'antenne sans et avec parabole. Les mesures sont effectuées sur les plans E et H et seront superposées avec les résultats simulés précédemment présentés (en chapitre 3), afin de caractériser pleinement le comportement de l'antenne dans ces configurations.

Dans une chambre anéchoïque, dont les parois sont recouvertes de matériaux absorbants, une antenne émettrice est placée à une distance d de l'antenne réceptrice, cette distance devant se situer dans le champ lointain de l'antenne réceptrice. Dans notre cas, nous avons choisi $d=1.17m$. L'antenne réceptrice, qui est notre antenne LPDA précédemment étudiée, est montée sur une table tournante capable de pivoter sur 360 degrés. L'antenne réceptrice est connectée à un wattmètre qui mesure la puissance reçue à chaque angle. Cette puissance, associée à son angle correspondant, est ensuite enregistrée et insérée dans un logiciel qui nous aide à tracer le diagramme de rayonnement.

4.3.1 Diagrammes de rayonnement en $f=2.4Ghz$

Une antenne émettrice fonctionnant à 2.4 GHz avec parabole, ayant une puissance de transmission de 100 mW, est placée à la distance " d " de l'antenne LPDA avec parabole. On mesure le diagramme de rayonnement dans les plans E et H.

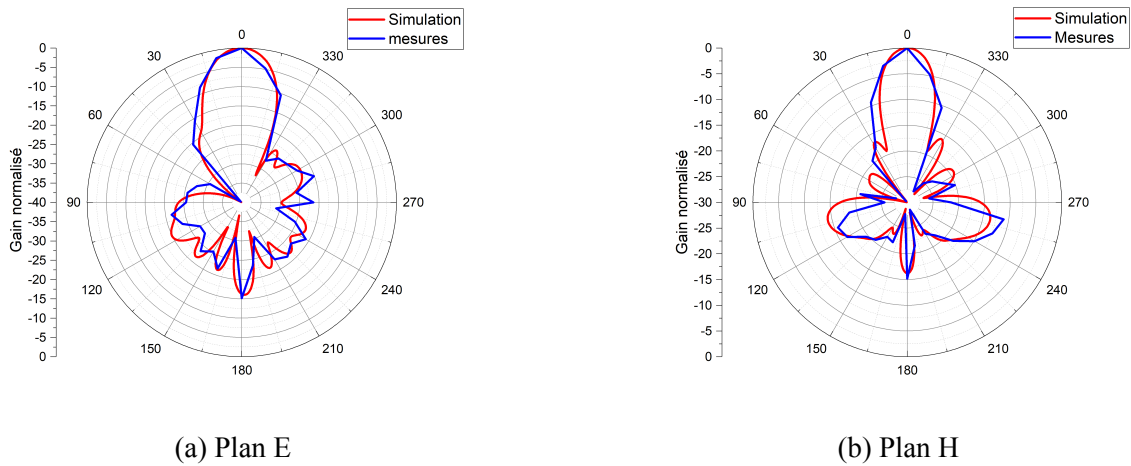


Figure 4.12 – diagrammes de rayonnement superposés avec ceux de simulation sur les plans (a) E et (b) H pour la fréquence 2.4Ghz

4.3.2 Diagrammes de rayonnement en 9Ghz

Une antenne Cornet fonctionnant à 9 GHz est placée à la distance "d" de l'antenne LPDA avec et sans parabole. On mesure le diagramme de rayonnement dans les plans E et H.

Sans parabole

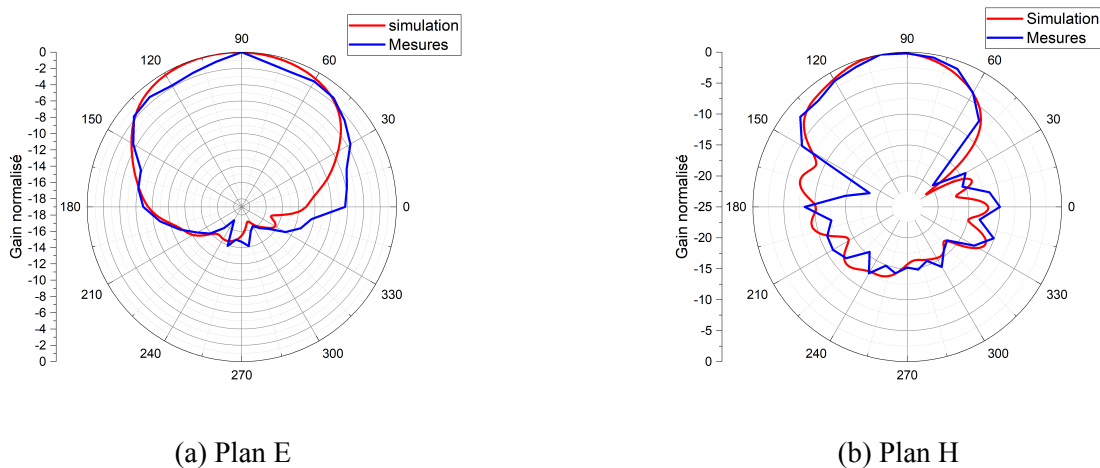


Figure 4.13 – Diagrammes de rayonnement pour la LPDA sans parabole superposés avec ceux de simulation sur les plans (a) E et (b) H pour la fréquence 9 Ghz

Avec parabole

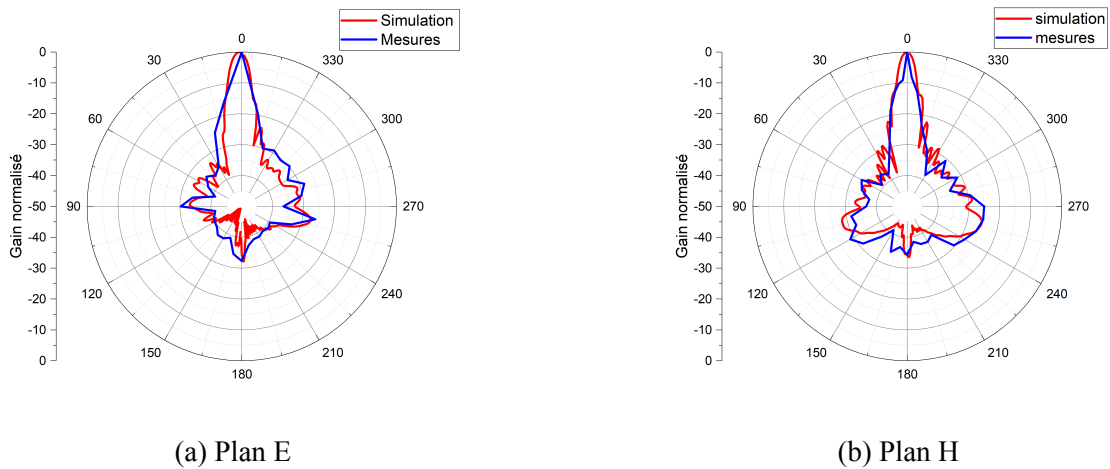


Figure 4.14 – Diagrammes de rayonnement pour la LPDA avec parabole superposés avec ceux de simulation sur les plans (a) E et (b) H pour la fréquence 9 GHz

Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés confirment le bon comportement de l'antenne LPDA avec parabole. A 9 GHz, elle focalise efficacement le lobe principal, augmentant considérablement la directivité en retrecissant l'ouverture. Les mesures à 9 GHz sans parabole présentent une meilleure symétrie, se rapprochant du comportement théorique de l'antenne LPDA seule. Des différences mineures entre les mesures et les simulations sont attribuées à l'espacement des points de mesure, aux imperfections de fabrication et aux conditions de mesure non idéales.

L'analyse des diagrammes de rayonnement révèle une directivité plus accrue à 9 GHz qu'à 2,4 GHz. L'antenne présente une directivité nettement plus élevée en hautes fréquences, ceci a été remarqué par la simulation et confirmée par les mesures.

4.4 Gain de l'antenne pour une fréquence de 9GHZ

Dans le but de calculer le gain de notre antenne, Il faudra d'abord trouver la puissance transmise, nous disposons d'une antenne cornet qui fonctionne à une fréquence de 9 GHz avec un gain de 15 dB (fiche de spécifications par le constructeur). Il y a deux méthodes pour mesurer le puissance à l'entrée : La première en plaçant un atténuateur, une sonde de mesure et une charge adaptée à la sortie de la diode Gunn à la place du cornet et la deuxième est d'utiliser l'antenne Cornet et calculer la puissance à sa sortie. Nous commençons par mesurer la puissance émise avec l'équation de friis 4.1 par l'antenne cornet et pour cela on met en place le dispositif de

mesures présentés sur la figure 4.15.

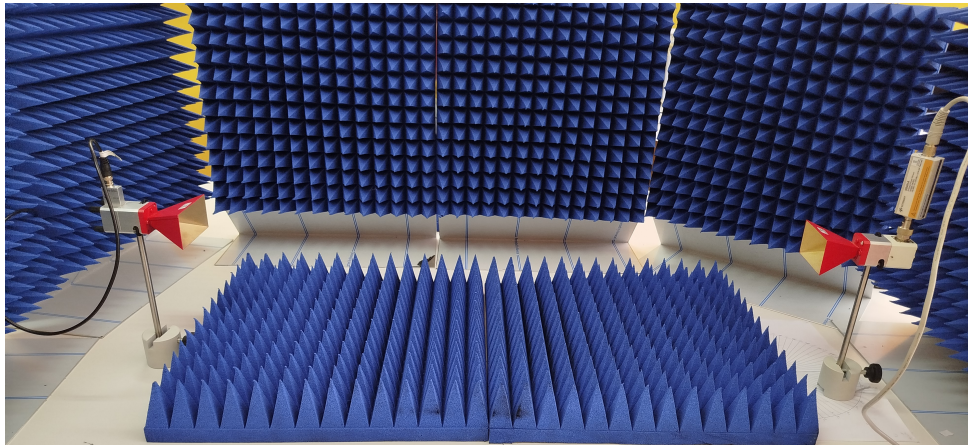


Figure 4.15 – Dispositif dans une chambre anéchoïque pour mesurer la puissance transmise par une antenne cornet

$$P_r(\text{dBm}) = P_t(\text{dBm}) + G_t(\text{dBi}) + G_r(\text{dBi}) + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (4.1)$$

Où :

- P_r est la puissance reçue (en dBm).
- P_t est la puissance émise (en dBm)
- G_r est le gain de l'antenne réceptrice.
- G_t est le gain de l'antenne émettrice.
- λ est la longueur d'onde du signal (en mètres),
- d est la distance entre les antennes émettrice et réceptrice (en mètres).

Nous avons dans notre cas : $P_r = 8 \times 10^{-6} \text{ W}$; $G_t = G_r = 15 \text{ dBi}$; $d = 1.17 \text{ m}$; $\lambda = 0.033 \text{ m}$

ainsi La puissance transmise est calculée comme suit :

$$P_t(\text{dBm}) = P_r(\text{dBm}) - G_t(\text{dBi}) - G_r(\text{dBi}) - 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)$$

Ainsi, la puissance transmise est :

$$P_t = 2 \text{ dBm} \approx 1.58 \text{ mW}$$

Après avoir calculé la puissance transmise, nous disposons désormais de tous les éléments nécessaires pour calculer le gain de notre antenne à la fréquence de 9 GHz, avec et sans parabole. Nous utilisons l'antenne cornet comme antenne émettrice, avec une puissance transmise de 1,58

mW et un gain d'émission de 15 dBi, une distance d de 1,17 m entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice et $\lambda = 0.033m$. Nous mesurons la puissance reçue à un angle de 0 degré par l'antenne réceptrice et calculons ainsi son gain, que nous comparerons avec le gain théorique.

- **Gain de la LPDA sans parabole**

La puissance maximale reçue à 0 degrés est de -30.2 dbm , on calcule le gain reçue avec l'équation de Friis.

$$G_r = P_r - P_e - G_t - 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)$$

$$G_r = 5.7dBi$$

En comparant le gain calculé avec le gain simulé à 9 GHz qui est égal à 6dBi présenté à la figure 3.5, nous constatons que les résultats sont en accord.

- **Gain de la LPDA avec parabole**

La puissance maximale reçue à 0 degrés est de -9.1 dBm , on calcule le gain reçu avec l'équation de Friis 4.1. On trouve le gain reçu $G_r = 26.8dBi$. Cette valeur est proche de celle trouvée en simulation en figure 3.19.

Après avoir mesuré le gain à 9 GHz avec et sans parabole, nous avons constaté que les résultats obtenus concordent avec ceux de la simulation, malgré quelques écarts attribuables aux pertes dans les câbles et aux erreurs de mesure. Nous avons souligné la performance de l'antenne LPDA, en particulier avec parabole, qui atteint un gain de 27 dB.

4.5 Conclusion

Le développement et la caractérisation d'une antenne LPDA couvrant une large bande de fréquence de 2 GHz à 12 GHz confirme que les résultats réels et théoriques sont en bon accord. Les étapes de fabrication utilisant des techniques de photolithographie ont abouti à une antenne fonctionnelle et ses performances ont été vérifiées par des mesures expérimentales.

Les mesures des diagrammes de rayonnement à 2,4 GHz et 9 GHz mettent en évidence des différences de directivité et de focalisation du lobe principal de l'antenne. Les résultats ont montré une augmentation de la directivité aux hautes fréquences, confirmée par des simulations et des mesures. En termes de gain, l'antenne LPDA sans parabole a atteint un gain de 6 dBi, tandis que l'antenne avec parabole a atteint un gain impressionnant de 27 dBi à 9 GHz.

L'ajout de la parabole a considérablement amélioré la directivité de l'antenne et s'est avéré ef-

ficace pour améliorer les performances globales de l'antenne.

Par conséquent, cette étude a validé les caractéristiques théoriques et pratiques des antennes LPDA et a confirmé leur adéquation aux applications sans fil modernes nécessitant de larges bandes de fréquences et une directivité élevée telle que les applications en chambres anéchoïques.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Le premier chapitre a fourni une base solide pour les chapitres suivants en présentant les principes fondamentaux de fonctionnement des antennes, les différentes classifications et les caractéristiques importantes à prendre en compte.

Dans Le deuxième chapitre, une introduction aux antennes Yagi et LPDA a été fournie, suivie d'une description des paramètres clés de la conception d'une LPDA. Une étude paramétrique approfondie a permis d'analyser l'effet de chacun de ses paramètres géométriques sur les performances de l'antenne. L'introduction du connecteur SMA a une incidence notable sur le comportement de l'antenne. En effet, les résultats obtenus après fabrication révèlent des différences significatives par rapport aux simulations initiales réalisées sans connecteur. Cette observation nous incite à intégrer le connecteur SMA dans le modèle de simulation afin d'obtenir des résultats plus fidèles à la réalité.

Dans le troisième chapitre, une antenne LPDA couvrant la gamme de 2 GHz à 12 GHz a été conçue. Il a été remarqué que son gain est faible par rapport à celui requis en chambre anéchoïque. L'ajout d'un réflecteur parabolique a été étudié et s'est révélé être une solution efficace. Une étude du réflecteur a été réalisée, portant sur son diamètre, sa profondeur et sa distance focale, ses trois paramètres les plus importants. Un réflecteur parabolique disponible à l'école de 40 cm de diamètre a été utilisé. L'intégration du réflecteur a entraîné une augmentation notable du gain et de la directivité de l'antenne LPDA. Des diagrammes de rayonnement avant et après l'ajout du réflecteur ont illustré clairement cette amélioration.

Le quatrième chapitre concrétise l'antenne LPDA conçue dans le chapitre 3, en décrivant sa fabrication qui est une reproduction fidèle du modèle simulé. Des mesures du coefficient de réflexion S11 et du rapport d'ondes stationnaires VSWR confirment le bon comportement de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement caractérisés par mesures et le gain calculé à 9GHz démontrent une concordance remarquable avec les simulations. Les résultats obtenus constituent une étape cruciale vers la validation expérimentale de l'antenne et ouvrent la voie à son intégration dans des applications pratiques.

Ce mémoire a présenté avec succès la conception, la fabrication et les tests d'une antenne PLPDA avec réflecteur prête à être directement appliquée en chambre anéchoïque. L'antenne conçue répond aux exigences spécifiques de cette application, en offrant une large bande passante (2 GHz - 12.8 GHz), un gain directionnel élevé arrivant jusqu'à 29dB pour certaines fréquences et une stabilité remarquable, avec une fabrication peu coûteuse et facile.

Perspectives

Les travaux futurs intéressants se concentreront principalement sur l'étude de la possibilité de modifier la géométrie de l'antenne pour obtenir une bande passante encore plus large. Améliorer la largeur de bande de cette antenne sera très intéressant. Avec un gain pouvant atteindre 30 dB avec une parabole de dimension moyenne comme celle étudiée dans ce mémoire, elle offre de meilleures performances tout en étant beaucoup moins chère. elle pourrait donc remplacer l'antenne cornet.

On peut aussi envisager de concevoir un système automatisé pour la caractérisation des antennes en chambre anéchoïque au seins de notre école l'ENSTA et au CDTA. Ce système automatique inclut une table tournante, un wattmètre et une interface graphique permettant de dessiner le diagramme de rayonnement en temps réel d'une antenne. Cela permettrait de caractériser efficacement les antennes avec beaucoup plus de précision.

Annexe A

Réalisation d'une table tournante semi-automatique

On réalise une table tournante à l'aide des composants suivants :

- Un driver L298N qui sert d'interface entre l'Arduino et le moteur pas à pas, permettant de contrôler la puissance et la direction du moteur.
- Moteur pas à pas qui fait 48 pas par tour et 7.5 degrés par pas.
- Une carte Arduino UNO qui est utilisée pour contrôler le moteur pas à pas.
- Adaptateur 12V : Fournit l'alimentation nécessaire au moteur via le driver L298N.

Nous Connectons le +12V de l'adaptateur à la broche VCC du driver L298N et le GND de l'adaptateur au GND du driver L298N et au GND de l'Arduino. Nous Connectons les broches de commande de l'Arduino aux broches IN1, IN2, IN3, IN4 du driver et les fils du moteur aux sorties OUT1, OUT2, OUT3, OUT4 du driver. Nous bronchons ces composants entre eux suivant la figure A.1.

Avec un simple code sur Arduino IDE présenté sur la figure A.2, nous avons réussi à faire fonctionner la table tournante qui fait un pas de 7.5 degrés sur 360 degrés représentée sur la figure A.3.

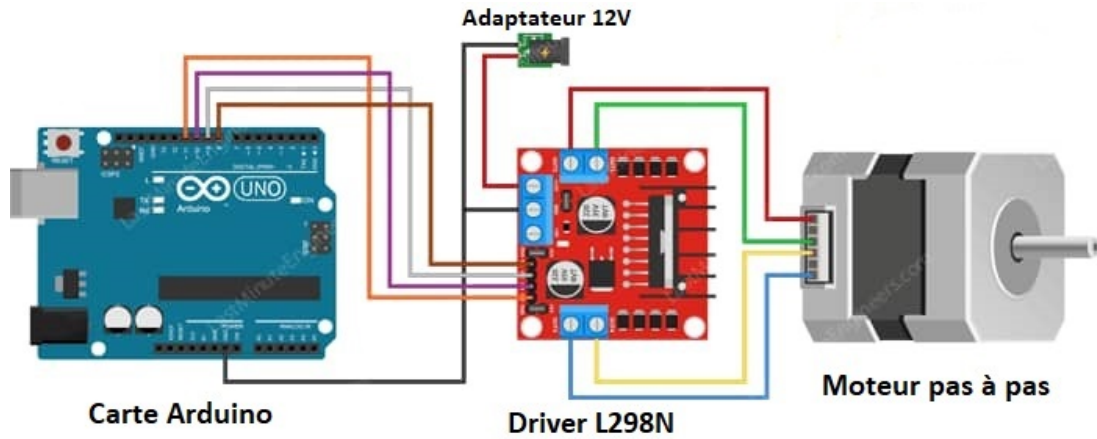


Figure A.1 – câblage des composants

```

#include <Stepper.h>
char val;
const int STEPS_PER_REV = 48;
Stepper stepper_NEMA17(STEPS_PER_REV, 2, 3, 4, 5);
void setup() {
  Serial.begin(9600);}
void loop() {
  if (Serial.available() > 0) {
    val = Serial.read();
    Serial.print("I received: ");
    Serial.println(val, DEC);}
  if (val == 'h'){
    stepper_NEMA17.setSpeed(10);
    stepper_NEMA17.step(200);
    delay(500);} }

```

Figure A.2 – code Arduino



Figure A.3 – Table tournante conçue

Bibliographie

- [1] Serge Drabowitch, Albert Papiernik, Hugh Griffiths, Jean Encinas, and Bradford L Smith. *Modern antennas*. Springer Science & Business Media, 2010.
- [2] Xiaoshuai Wei, Juhua Liu, and Yunliang Long. Printed log-periodic monopole array antenna with a simple feeding structure. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(1) :58–61, 2017.
- [3] Pramod Dhande. Antennas and its applications. *DRDO Science Spectrum*, pages 66–78, 2009.
- [4] Joseph J Carr. Directional or omnidirectional antenna. *Joe Carr's Receiving Antenna Handbook, Hightext*, 1993.
- [5] Lora Antenna. Différents types d'antennes, 2022. <https://www.loraantenna.com/fr/different-antenna-types/> (Accessed : 2024-06-29).
- [6] Oumy Diop. *Étude et minimisation du facteur de qualité des antennes pour de petits objets communicants*. PhD thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [7] BOURAIYOU Abdelouahab. Etude d'une antenne microruban excitée par une ligne imprimée. doctorat thesis,(2018) université de batna 2. 2018.
- [8] Constantine A Balanis. *Antenna theory : analysis and design*. John wiley & sons, 2016.
- [9] Metalsi Tani and Aissa Zakaria. *Conception des antennes planaires directives à polarisations Circulaires pour des applications spatiales*. PhD thesis, 2021.
- [10] Adil Kamil. *Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz)*. PhD thesis, Institut National de la Recherche Scientifique (Canada), 2011.
- [11] Zitouni Ahmed. Antennes. PDF, 2018. https://www.univ-chlef.dz/ft/wp-content/uploads/2020/04/Plyco_cours_Antennes.pdf.
- [12] Mohamed Mansouri and El Haithem Ezzeroug. Conception et simulation d'une antenne patch ultra large bande [1-8 ghz]. L'Institut d'aéronautique et des études spatiales, 2019.

- [13] GUEZZOU MANEL. *Miniaturisation Des antennes ULB à fentes pour une bande de fréquence reconfigurable*. PhD thesis, Faculté des Sciences et Technologies, 2021.
- [14] Leland H Hemming. *Electromagnetic anechoic chambers. (No Title)*, 2002.
- [15] Christopher L Holloway, Paul M McKenna, Roger A Dalke, Rodney A Perala, and Charles L Devor. Time-domain modeling, characterization, and measurements of anechoic and semi-anechoic electromagnetic test chambers. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 44(1) :102–118, 2002.
- [16] Leland H Hemming. *Electromagnetic anechoic chambers. (No Title)*, 2002.
- [17] Zhi Ning Chen, Duixian Liu, Hisamatsu Nakano, Xianming Qing, and Thomas Zwick. *Handbook of antenna technologies*. Springer Publishing Company, Incorporated, 2016.
- [18] Vince Rodriguez. *Anechoic Range Design for Electromagnetic Measurements*. Artech House, 2019.
- [19] Satish K Sharma, Sudhakar Rao, and Lotfollah Shafai. *Handbook of reflector antennas and feed systems volume I : theory and design of reflectors*. Artech House, 2013.
- [20] Mustafa Pehlivan and Yavuz Asci. High gain ultra-wideband parabolic reflector antenna design using printed lpda antenna feed. *Am. Sci. Res. J. Eng. Technol. Sci.(ASRJETS)*, 38(2) :252–261, 2017.
- [21] P Hannan. Microwave antennas derived from the cassegrain telescope. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 9(2) :140–153, 1961.
- [22] Goksenin Bozdog and Alp Kustepeli. Subsectional tapered fed printed lpda antenna with a feeding point patch. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15 :437–440, 2015.
- [23] Hugh Griffiths. The yagi antenna. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 37(1) :4–5, 2022.
- [24] Yuanhua Sun, Haobin Zhang, Guangjun Wen, and Ping Wang. Research progress in yagi antennas. *Procedia Engineering*, 29 :2116–2121, 2012.
- [25] Raymond DuHamel and Dwight Isbell. Broadband logarithmically periodic antenna structures. In *1958 IRE International Convention Record*, volume 5, pages 119–128. IEEE, 1966.
- [26] William Kuhn, Garrett Peterson, and Joshua Welch. Broadband antenna probe for microwave emc measurements. In *2018 IEEE 27th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS)*, pages 199–201, 2018.

- [27] MI Mirzapour, SMJ Razavi, and SH Mohseni Armaki. Ultra-wideband planar lpda antenna with mode converter balun. *Electronics Letters*, 50(12) :848–850, 2014.
- [28] Leonard Ikemefuna Onwuegbuna. *Characteristics of the log periodic dipole array*. PhD thesis, 2007.
- [29] Keyur Mistry, Zaharias Zaharis, Emmanouil Tziris, Pavlos Lazaridis, Thomas Xenos, and Ian Glover. An optimal design of printed log-periodic antenna for l-band emc applications. 05 2018.