

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DAHLEB BLIDA 1



INSTITUT D'AERONAUTIQUE ET DES ETUDES SPATIALES

Département de Navigation Aérienne



Projet de fin d'études

pour obtenir le diplôme de Master en **Aéronautique**

Spécialité : Navigation Aérienne

Option : CNS/ATM



Thème

Conception d'une nouvelle antenne Monopole Ultra-large bande

Présenté par :

- Zaboub Mohamed Dhia-eddine
- Zaim Youcef

Dirigé par :

- Hammouda Zahir
- Azaizia Sawsen
- Azine Houria

IAES

2021 - 2022

Dédicace

Je dédie ce travail

A mes très chers parents, mon frère NABIL et mes chères sœurs qui m'ont doté d'une éducation digne, leur amour a fait de moi ce que je suis aujourd'hui.

Ma 2eme famille : YAHYA, MOUH, DHIA, IMED, ABDELWADOUD, SALAH, HAROUN, SAID, SOUHAIB, RIDHA, TADJOU, YOUNES qui m'avaient toujours soutenu et encouragé durant ces années d'études.

A tous la famille : ABD ELGHANI, AZOU, TOUFIK, SAID, SAYFOU, MADJED, NASSIM.

Maïs oncles MAMECHE, AMEUR et toutes maïs tantes.

Les enfants: « ACHOUAK, ISLEM, AYMEN, RIMES, BOUCHRA, IYED, OMAR, ALI, TAKOUA, MALAK, IDRIS, YAHYA, JAWAD ET AYA », sans oublier TICO, AYMEN et tous sa famille pour tout le bon moment qui nous avons partagé ensembles, merci d'exister

A vous tous dédie ce travail en témoignage de mon profond respect et de toute ma gratitude.

YOUCEF

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ ، والصلاة والسلام على النبي الحبيب

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات، الحمد لله الذي وفقنا لإتمام هذا العمل

أما بعد :

أتقدم بجزيل الشكر وعظيم الامتنان

إلى أهل الفضل علي أساتذتي الكرام الذين أطروني ولم يبخلوا علي بالنصح

والإرشاد؛الاساتذة: حمودة زهير و عزابزية سوسن و عزيز حورية

إلى من ساندتني في صلاتها ودعائها،إلى أروع ابتسامة في الوجود،إلى أروع وأحن امرأة في

الدنيا : أمي الغالية "فهيمة".

إلى الذي لم يبخل علي بأي شيء،إلى من سعى لأجل راحتي ونجاحي،إلى أعظم رجل في

الكون : أبي الغالي "عادل".

إلى الذين ظفرت بهم هدية من الأقدار إخوة ، إخوتي الأحباء:زكرياء ، بثينة ، الخنساء

، أريج.

إلى كتاكيت العائلة وحلاوتها : وتين ، جويرية ، يحيى، أحمد ، نجيب.

إلى روح خالي " نجيب " الطاهرة الذي طالما شجعني وحثني على العلم رحمه الله وأسكنه

عليين.

إلى خالي " لطفي " الرفيق الناصح أسأل الله ان يحفظه و يوفقه.

إلى كل أفراد عائلتي الكريمة كل باسمه.

إلى من كاتفني ونحن نشق معا طريق النجاح في مسيرتنا العلمية : زعيم يوسف.

إلى كافة زملاء الدراسة و إلى زملائي الذين قاسموني السكن الجامعي.

إلى كل الأصدقاء والأحباب : يحي و عماد و محمد و عبد الودود و صلاح و هارون و صالح و

عبد الوهاب و عبد الصمد و أيوب.

وأخيرا، انتهت الحكاية، رفعت قبعتي بتوفيق من الله، مودعا السنين التي مضت.

محمد ضياء الدين

Remerciements

Nous tenons d'abord à remercier Dieu tout puissant, de nous avoir armés de courage, de patience et de santé pour y parvenir au bout de ce modeste travail.

*À nos encadreurs : **Mr HAMOUDA ZAHIR, Mme AZAIZIA SAWSEN et Mme AZINE HOURIA** pour avoir bien sur nous guider et nous conseiller tout au long de la préparation de notre mémoire.*

Nos sincères gratitudees à tous nos professeurs pour nous avoir accompagnés tout le long de notre cursus universitaire avec tant de patience et de compréhension.

Je remercie également tous les membres de jury qui ont accepté d'examiner notre travail.

Résumé :

Pour assurer une communication et une navigation sûre et efficace pour les aéronefs, les antennes de communication aéroportées doivent être hautement omnidirectionnelles et bien adaptées à leur émetteur-récepteur correspondant. Les systèmes de communication des aéronefs actuels doivent transférer plus de données, ces systèmes ont besoin d'antennes ayant des exigences plus élevées.

Dans ce projet de fin d'étude, nous envisageons de concevoir un nouveau type d'antenne monopole à lame ultra large bande en forme complexe (trapézoïdale et triangulaire en contact latérale) avec un plan de masse réduit et enfermée dans un radôme travaillant à une bande de fréquence [0.1 -2] GHz répondant d'une part, aux exigences des systèmes de radio navigation et de communication aérienne nécessitant une ultra large bande passante, un gain élevé et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. D'autre part, aux exigences d'installation. Comme cette antenne sera montée sur l'aéronef, l'étude s'étalera sur la possibilité de réduire la taille physique de l'antenne par rapport à d'autres antennes ayant la même bande de fonctionnement.

Donc nous avons étudié l'influence des paramètres géométriques de l'antenne sur la fréquence de résonance, la bande passante et la directivité. Cette conception a été simulée à l'aide du logiciel électromagnétique HFSS. Puis une réalisation a été faite. Les résultats de simulation obtenus sont présentés et discutés puis comparés aux résultats mesurés.

Mots-clés : Antennes monopoles , communication et navigation aéronautique, radome.

تلخيص :

لضمان الاتصال والملاحة الآمنة والفعالة للطائرات، يجب أن تكون هوائيات الاتصالات المحمولة جواً شاملة الاتجاهات ومتوافقة جيداً مع جهاز الإرسال والاستقبال المقابل لها. تحتاج أنظمة اتصالات الطائرات الحالية إلى نقل المزيد من البيانات، وتحتاج هذه الأنظمة إلى هوائيات ذات متطلبات أعلى.

في مشروع نهاية الدراسة هذا ، نخطط لتصميم نوع جديد من الهوائي أحادي القطب ذي الشفرة العريضة للغاية في شكل معقد (شبه منحرف ذو قاعدة مثلثية) مع مستوى أرضي منخفض ومحاطة بجدار يعمل في نطاق تردد [2-0.1] جيجا هرتز، لتحقيق متطلبات أنظمة الملاحة الراديوية والاتصالات الجوية التي تتطلب نطاقاً ترددياً واسعاً للغاية وكسباً عالياً ونمط إشعاع متعدد الاتجاهات من ناحية ، و من ناحية أخرى لمتطلبات التثبيت. نظراً لأنه سيتم تركيب هذا الهوائي على الطائرة ، ستركز الدراسة على إمكانية تقليل الحجم المادي للهوائي مقارنة بالهوائيات الأخرى التي لها نفس نطاق التشغيل.

لذلك درسنا تأثير المقاييس الهندسية للهوائي على تردد الرنين وعرض النطاق والاتجاهية. تمت محاكاة هذا التصميم باستخدام برنامج HFSS الكهرومغناطيسي . يتم عرض نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها ومناقشتها ثم مقارنتها بالنتائج المقاسة.

الكلمات الدالة : هوائيات أحادية القطب ، واتصالات وملاحة جوية ، ورايوم .

Abstract :

To ensure safe and efficient communication and navigation for aircraft, airborne communication antennas must be highly omnidirectional and well matched to their corresponding transceiver. Current aircraft communication systems need to transfer more data; these systems need antennas with higher requirements.

In this end-of-study project, we plan to design a new type of ultra-wideband blade monopole antenna in a complex shape (trapezoidal and triangular in lateral contact) with a reduced ground plane and enclosed in a radome working at a frequency band [0.1-2] GHz responding on the one hand to the requirements of radio navigation and air communication systems requiring ultra-wide bandwidth, high gain and an omnidirectional radiation

pattern. On the other hand, to the installation requirements. As this antenna will be mounted on the aircraft, the study will focus on the possibility of reducing the physical size of the antenna compared to other antennas having the same operating band.

So we studied the influence of the geometrical parameters of the antenna on the resonance frequency, the bandwidth and the directivity. This design was simulated using HFSS electromagnetic software. Then a realization was made. The simulation results obtained are presented and discussed then compared to the measured results.

Keywords: Monopole antennas, communication and aeronautical navigation, radome.

Table des matières

Introduction générale.....	1
1 Etat d'Art sur les Antennes.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Les balises de radionavigation.....	4
1.2.1 Les balises NDB.....	5
1.2.2 Les balises VOR.....	5
1.2.3 Les balises DME.....	6
1.2.4 Les balises ILS.....	7
1.3 Définition et principe d'une antenne.....	8
1.3.1 Caractéristiques d'une Antenne.....	9
1.3.1.1 Caractéristiques Electriques.....	10
1.3.1.2 Caractéristiques de Rayonnement.....	14
1.3.1.3 Facteur d'antenne.....	17
1.4 Les Différents Types d'Antennes.....	19
1.4.1 Antennes élémentaires.....	20
1.4.2 Antenne pour guide d'onde.....	20
1.4.3 Antennes à réflecteurs.....	21
1.4.4 Antennes imprimées (Micro ruban).....	21
1.5 Différentes techniques d'alimentation.....	22
1.6 Différentes zones de rayonnement.....	23
1.7 Conclusion.....	24
2. Les antennes aéroportés et technique de miniaturisation.....	26
2.1. Introduction.....	26
2.2. La technologie Ultra large bande.....	26
2.2.1. Définition et historique.....	26
2.2.2. Comparaison système ULB / Système à bande étroite.....	27
2.2.3. Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande.....	28
2.2.4. Problème dû à la propagation par trajets multiples.....	28
2.3. Réglementation d'ULB dans le monde.....	30
2.4. Normalisation de l'ULB.....	30
2.5. Différents types d'applications d'ultra large bande.....	30

2.6.	Exemple d'antennes Ultra Grandes Bandes	31
2.7.	Dipôles/ monopoles électriques ultra large bande	32
2.7.1.	Quelques généralités sur les dipôles électriques larges bandes	32
2.8.	Antennes pour les systèmes aéroportés.....	35
2.8.1.	Définition et contraintes	35
2.8.2.	Quelques exemples d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportés.....	36
2.8.2.1.	Antenne à lame	37
2.9.	Antennes miniatures	40
2.9.1.	Définition des antennes miniatures.....	40
2.9.2.	Quelques techniques de miniaturisation.....	41
a.	Miniaturisation de l'antenne monopole planaire par un MMD dans la bande de fréquence VHF	42
b.	Insertion des fentes et impact des MMD-P	42
c.	Miniaturisation de l'antenne monopole utilisant MMD-TC (Tours Cylindriques).....	43
2.10.	Techniques d'élargissement de la bande passante.....	44
2.11.	Conclusion.....	44
3	Conception d'une nouvelle antenne Monopole Ultra-large bande.....	46
3.1	Introduction	46
3.2	Présentation du simulateur HFSS.....	46
3.2.1	Les avantages du logiciel HFSS	47
3.2.2	Les inconvénients du logiciel HFSS	48
3.2.3	Simulation de l'antenne monopole à lame de forme trapézoïdale .	48
3.2.4	Résultat de la simulation d'antenne monopole à lame de forme trapézoïdale	50
3.2.4.1	Structure de base de l'antenne monopole	50
a)	Le coefficient de réflexion.....	50
b)	Le taux d'ondes stationnaires.....	51
c)	Le diagramme de rayonnement	51
3.2.4.2	Études paramétriques de l'antenne monopole	52
3.2.4.3	Influence des différents paramètres sur les caractéristiques de l'antenne (W2, W3, H4, H5, Gap)	52

a)	L'influence de paramètre W2	53
b)	L'influence de paramètre W3	54
c)	L'influence de paramètre H4	55
d)	L'influence de paramètre H5	56
e)	L'influence de la distance entre le plan de masse et l'antenne (Gap)	57
3.2.4.4	L'influence de tous les paramètres en même temps (W2, W3, H4, H5, Gap).....	58
3.2.4.5	Résultat de l'antenne optimisée.....	59
a)	Coefficient de réflexion S_{11}	60
b)	Le taux d'ondes stationnaires.....	61
c)	Le diagramme de rayonnement en 3D	61
d)	Le diagramme de rayonnement 2D	62
3.2.	Conception et simulation d'une antenne monopole avec encoches.....	62
3.2.5.1	Etude paramétrique de l'antenne monopole avec encoches ..	63
3.2.5.2	Résultat de l'étude paramétrique	63
a)	Coefficient de réflexion S_{11}	65
b)	Taux d'onde stationnaire	65
c)	Diagramme de rayonnement en 3D	66
d)	Le diagramme de rayonnement 2D	66
3.2.5.3	La modélisation géométrique (Mesh ou maillage)	67
3.2.5.4	Le champ électrique	67
3.2.6	Simulation d'une antenne monopole avec des encoches couvert par un Radôme	68
3.2.6.1	Définition du Radômes	68
3.2.6.2	Résultats de simulation de l'antenne monopole avec radôme	69
a)	Le coefficient de réflexion S_{11}	69
b)	Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)	70
c)	Le diagramme de rayonnement en 3D	70
d)	Le diagramme de rayonnement 2D	71
3.3	Réalisation de l'antenne monopole couverte par le radome	72
3.3.1	Résultats de la réalisation de l'antenne monopole à lame	73
3.3.1.1	Mesure de coefficient de réflexion S_{11}	73

3.3.1.2	Mesure du diagramme de rayonnement	75
a)	Chambre anéchoïde ou anéchoïque	76
b)	Applications des chambres anéchoïdes	76
c)	Les mesures.....	76
3.4	Conclusion	79
	Conclusion générale.....	80

Liste des figures

Figure 1.1 : Récepteur ADF.....	5
Figure 1.2 : Récepteur de VOR.....	6
Figure 1.3 : Balise DME.....	7
Figure 1.4 : Présentation des systèmes d'ILS.....	7
Figure 1.5 : Le récepteur radio.....	8
Figure 1.6 : Caractéristique d'une antenne.....	9
Figure 1.7 : L'impédance d'une antenne.....	10
Figure 1.8 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	12
Figure 1.9 : Bande passante et coefficient de réflexion.....	13
Figure 1.10 : Les types de polarisation.....	16
Figure 1.11 : Représentation en quadripôle.....	17
Figure 1.12 : Deux antennes séparées par une distance R.....	18
Figure 1.13 : Les différents types d'antenne.....	20
Figure 1.14 : Antenne cornet.....	20
Figure 1.15 : Réflecteur parabolique.....	21
Figure 1.16 : Structure d'une antenne rectangulaire.....	21
Figure 1.17 : Les techniques d'alimentation.....	22
Figure 1.18 : Les zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice.....	24
Figure 2.1 : Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal a bande étroite et d'un signal ULB.....	28
Figure 2.2 : Propagation par trajets multiples.....	29
Figure 2.3 : Différentes applications de Large Bande.....	31
Figure 2.4 : Quelques antennes Ultra Grandes Bandes.....	32
Figure 2.5 : Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire (rayon 2.5 cm).....	33
Figure 2.6 : Monopole triangulaire.....	33
Figure 2.7 : Quelques exemples de monopole trapézoïdal.....	34
Figure 2.8 : schéma de base de l'antenne losange.....	35
Figure 2.9 : Antenne monopole dans le radôme.....	37
Figure 2.10 : (a) Géométrie de l'antenne a lame. (b) Antenne réalisée. (c) ROS (simulé et mesuré) de l'antenne.....	38
Figure 2.11 : (a) Géométrie de l'antenne large bande. (b) Antenne réalisée. (c) ROS (simulé et mesuré) de l'antenne.....	38
Figure 2.12 : (a) Géométrie de l'antenne (b) Antenne réalisée avec des supports de Téflon. (c) ROS simulé (HFSS) et mesuré de l'antenne 2 (avec circuit d'adaptation).....	39
Figure 2.13 : Structure de l'antenne proposée.....	40
Figure 2.14 : Sphère de Wheeler englobant une AEP.....	41
Figure 2.15 : Quelques techniques de miniaturisation.....	41
Figure 2.16 : Densités de courants de surface de l'antenne A1 à 130 MHz.....	42

Figure 2.17 : (a) Antenne monopole à deux fentes. (b) Courants de surface sur l'antenne monopole à deux fentes à 270 MHz.	43
Figure 2.18 : Antenne monopole miniaturisée par le MMD d'un volume de 4800 mm ³ sous la forme	44
Figure 3.1 : L'interface principale de HFSS.	47
Figure 3.2 : Différentes étapes de la simulation.	48
Figure 3.3 : les différents paramètres de l'antenne à lame.	49
Figure 3.4: Conception de l'antenne à lame sous HFSS.	50
Figure 3.5: Coefficient de réflexion S11.	50
Figure 3.6: Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR).	51
Figure 3.7: Diagrammes de rayonnement en 3D.	51
Figure 3.8: Coefficient de réflexion S11 pour W2= 61, 70,85, 90, 95, 100, 105, 106,110 [mm].	53
Figure 3.9: Coefficient de réflexion S11 pour : W3=60, 70, 80, 90,100 [mm].	55
Figure 3.10: Coefficient de réflexion S11 pour : H4 = 95, 100, 105, 110,115 [mm].	56
Figure 3.11: Coefficient de réflexion S11 pour : H5=8, 9, 10, 11,12 [mm].	57
Figure 3.12: Coefficient de réflexion S11 pour : Gap=3, 4, 4.5, 5 [mm].	58
Figure 3.13: Le changement du coefficient de réflexion S11 en fonction de paramètres optimisés.	59
Figure3.14: Structure finale de l'antenne.	60
Figure 3.15: Coefficient de réflexion S11.	60
Figure 3.16: Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR).	61
Figure 3.17: Diagrammes de rayonnement en 3D.	61
Figure 3.18: Diagramme de rayonnement 2D.	62
Figure 3.19: Dimensions des encoches et leurs positions sur l'antenne monopole.	62
Figure 3.20 : Changement sur le coefficient de réflexion S11 pour chaque variation des paramètres (Znotch, Yn, K, S).	64
Figure 3.21: Coefficient de réflexion S11 en fonction de fréquence.	65
Figure 3-22Figure 3.22: Taux d'onde stationnaire en fonction de fréquence.	65
Figure 3.23: Digramme de rayonnement en 3D.	66
Figure 3.24: Digramme de rayonnement en 2D.	66
Figure 3.25: Modélisation géométrique (Mesh ou maillage).	67
Figure 3.26: Distribution du courant surfacique de l'élément rayonnant.	68
Figure 3.27: L'exemple de la structure de radome.	69
Figure 3.28: L'antenne monopole avec le radome sur logiciel HFSS.	69
Figure 3.29: Coefficient de réflexion S11 de l'antenne couvre par le radome.	70
Figure 3.30: Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR).	70
Figure 3.31: Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	71
Figure 3.32: Diagrammes de rayonnement en 2D de l'antenne.	71
Figure 3.33: Conception de l'antenne monopole avec sa radome et plan de masse.	72
Figure 3.34: Exemple d'un câble coaxial(SMA).	72

Figure 3.35: L'impression 3D du radome.....	73
Figure3.36 : Dispositif de mesure du coefficient de réflexion.....	74
Figure 3.37: Comparaison des résultats de coefficient de réflexion.....	74
Figure3.38: Salle anéchoïde.....	75
Figure3.39: Chaîne de mesure.....	77
Figure3.40: Antenne d'émission.....	77
Figure 3.41: Antenne installée dans la chambre anéchoïde.....	78
Figure 3.42: Comparaison des résultats du diagramme de rayonnement.....	78

Liste des tableaux

Tableau 1.1 système radionavigation	4
Tableau 1.2 Les avantages et les inconvénients de VOR.....	6
Tableau 1.3 Application d'antennes	9
Tableau 1.4 Les caractéristiques de chacun des types de polarisations.	16
Tableau 1.5 Les caractéristiques de chaque polarisation	23
Tableau 2.1 Travaux sur l'ULB	27
Tableau 2.2 Bandes fréquences allouées	30
Tableau 2.3 Des applications d'ULB	31
Tableau 2.4 les avantages et les inconvénients de l'ULB	31
Tableau 2.5 Différents types d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportés VHF.....	36
Tableau 2.6 Avantages et inconvénients des méthodes d'amélioration de la bande passante d'un monopole large bande.	44
Tableau 3.1: Paramètre de l'antenne monopole Ultra-large Bande.	49
Tableau 3.2: Intervalles de variation de chaque paramètre de l'antenne monopole.	52
Tableau 3.3: Différentes formes de l'antenne pour différentes valeurs de W_2	53
Tableau 3.4: Différentes formes de l'antenne pour différentes valeurs de W_3	54
Tableau 3.5: Différentes formes de l'antenne pour différentes valeurs de H_4	55
Tableau 3.6: Différentes formes de l'antenne pour différentes valeurs de H_5	56
Tableau 3.7: Dimensions de paramètres de l'antenne optimisée.	60
Tableau 3.8: Différents paramètres d'encoche et leurs intervalles d'optimisation.	63
Tableau 3.9: Différentes positions des encoches sur l'antenne à lame pour différentes valeurs de: Y_n , Z_{notch} et S	63
Tableau 3.10: Résultat final des paramètres pour l'antenne monopole avec encoches.	64

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

La technique de l'Ultra Large Bande, utilisée dans le domaine des communications radio est très populaire de nos jours et les circuits électroniques relatifs à ces applications ont été réalisés grâce à de nombreuses recherches sur le sujet.

Récemment, les règles d'utilisations du spectre fréquentiel dans la bande passante établies par la FCC (Commission Fédéral des communications) se situent entre 3.1 et 10.6 GHz, ce qui rend cette technologie particulièrement intéressante . Possédant une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande conventionnels, cette technologie a le mérite de mieux performer en environnement bruyant.

La technique Ultra Large Bande se distingue des systèmes traditionnels par différents atouts majeurs. D'une part, la largeur de bande occupée instantanément par le signal UWB conduit a une résolution temporelle très fine permettant d'envisager des applications de localisation et de communications basses ou hauts débits au sein d'un même appareil.

Les systèmes de navigation et de communication avionique comportent plusieurs bandes de fréquence et disposent de nombreuses antennes pour remplir différentes missions. Plusieurs de ces systèmes requièrent des antennes qui possèdent un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et une polarisation verticale (bande VHF). Les antennes de type monopole large bande sont largement utilisées, mais restent encombrantes (dépassent de plus de 45 cm le fuselage) et leur miniaturisation devient un des enjeux majeurs dans l'intégration des systèmes larges bandes.

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

 **Objectif du projet de recherche :**

Ce travail se situe dans le cadre d'un projet de mémoire, soit une antenne monopole à lame trapézoïdale avec radôme, pour la communication ultra large bande à une seule couche métallique alimentée par un câble coaxial.

Le principal but de ce travail est d'optimiser les paramètres de cette antenne pour avoir une bonne adaptation dans la bande choisie et après la simulation une conception et une réalisation d'une antenne qui fonctionne dans la bande [0.1-2 GHz], et a un coefficient de réflexion plus bas que -27 dB sur la totalité de la bande d'opération.

Structure du mémoire

La suite du présent mémoire traite trois principaux chapitres dont les contenus sont les suivants :

- Le premier chapitre du mémoire propose quelques généralités sur les antennes et quelques systèmes de navigation.
- Le deuxième chapitre est consacré à la présentation de la technologie ULB, la réglementation ainsi que les structures d'antennes ULB existantes, en particulier les antennes aéroportées miniaturisées avec leurs caractéristiques.
- Le troisième chapitre est consacré à la conception et la réalisation d'une antenne à lame dans la gamme de fréquence [0,1-2] GHz adaptées aux systèmes de communication ULB. Les structures ont été simulées à l'aide du logiciel électromagnétique HFSS.

Les résultats obtenus sont présentés et commentés puis nous réaliserons notre antenne.

Et nous terminerons notre travail par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE 01

Etat d'Art sur les Antennes

1 Etat d'Art sur les Antennes

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter quelques généralités sur les antennes dans les systèmes de navigation à savoir leurs caractéristiques électriques et de rayonnement, nous citerons aussi quelques types d'antennes utilisées dans le domaine de télécommunication. Nous intéresserons en deuxième lieu à l'étude les différentes techniques d'alimentation. Et on terminera ce chapitre par le rappel des différentes zones de rayonnement.

1.2 Les balises de radionavigation

Le tableau ci-dessous résume quelques balises de radionavigation.







	Nom de la Balise	Signification	Instrument du tableau de bord associé	symbole sur les cartes
1	NDB	Non directionnal beacon Radiophare non directionnel	ADF : Automatic Direction Finder / trouveur automatique de direction. Radiocompas	
2	VOR	VHF Omnidirectionnal Range Radiophare omnidirectionnel VHF	HSI : Horizontal Situation Instrument / instrument de situation horizontale	
3	DME	Distance Measuring Instrument Instrument de mesure de distance	DME	
4	VOR / DME	VHF Omnidirectionnal Range / Distance Measuring Instrument Radiophare omnidirectionnel VHF / Instrument de mesure de distance	HSI + DME	
5	Marqueurs	OM : Outer Marker / marqueur extérieur MM : middle marker / marqueur intermédiaire IM : Inner Marker / marqueur intérieur	Trois voyants Bleu (O), orange (M), gris (I)	
6	ILS	Instrument Landing System / système d'atterrissage aux instruments	HSI : Horizontal Situation Instrument / instrument de situation horizontale	

Tableau 1.1 : Systèmes radionavigation. [1]

1.2.1 Les balises NDB

Les balises NDB sont parmi les plus vieux types d'aide à la navigation par onde radio. Une balise NDB est un radiophare non directionnel **NDB** (Non Directional Beacon), l'équivalent d'un phare dans la marine.

Ce système utilise, à bord de l'avion, un récepteur radio **ADF** (automatic direction finder), qui permet de naviguer vers une station NDB et de suivre une route .

Un ADF a beaucoup d'avantages :

- Faible coût d'installation et d'entretien pour la station au sol.
- Avec l'installation peu coûteuse des NDB, beaucoup de petits aérodromes peuvent fournir des approches aux instruments IFR.
- Le NDB permet la navigation dans les régions non équipées de couverture VOR.

➤ Le récepteur ADF

C'est un récepteur radio que l'on règle pour recevoir la fréquence du NDB choisi. Il faut connaître cette fréquence, et pour ça, il faut avoir préparé le vol en consultant les cartes. Voici le récepteur du Baron 58, réglé pour recevoir un NDB à **369,0 KHz** :



Figure 1.1 : Récepteur ADF.

1.2.2 Les balises VOR

Le **VOR** (VHF Omnidirectionnel Range) est un système de positionnement radioélectrique utilisé en navigation aérienne depuis 1947 et fonctionnant, comme son nom l'indique, avec les fréquences de la bande VHF. Cette bande est juste au dessus de celle utilisée par la radiodiffusion en FM.

Le VOR émet, lui, en modulation d'amplitude.

Un système VOR se compose de deux éléments :

- Au sol : un émetteur
- Dans l'avion : un récepteur associé à un instrument qui affiche où

l'avion se situe, angulairement, par rapport à l'émetteur.

Un récepteur de navigation VOR (NAV- COM), permet de déterminer le relèvement magnétique d'un aéronef par rapport à une station radioélectrique au sol (balise émetteur VOR), dont la position est connue. Le relèvement magnétique d'un aéronef par rapport à un VOR s'exprime par le rayon issu du VOR, sur lequel l'aéronef se trouve. Chaque rayon issu de la balise est appelé un radial.

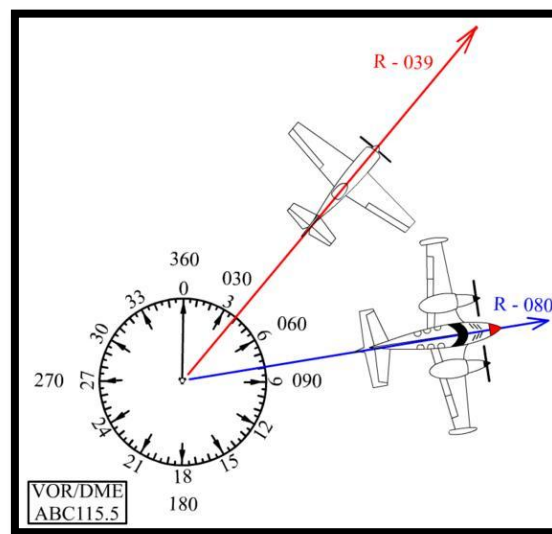


Figure 1.2 : Récepteur de VOR.

Le tableau 1.2 présente les avantages et les inconvénients du VOR :

VOR	
Les avantages	Les inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Un relèvement magnétique de position par rapport à la balise. • Une précision angulaire de 1° à 5°. • Une consommation électrique moindre que celle d'une balise NDB. 	<ul style="list-style-type: none"> • La portée est plus réduite que les stations NDB (le signal ne suit pas la courbure terrestre). • Le rayonnement est stoppé par les montagnes et les gros obstacles.

Tableau 1.2 : Les avantages et les inconvénients de VOR.[2]

1.2.3 Les balises DME

Le système DME permet d'afficher dans un avion la distance oblique qui le sépare de l'antenne DME au sol [2].

Les DME sont, en général, aux mêmes endroits que les balises VOR. Grâce à un DME couplé à un VOR, on peut connaître la position exacte de l'aéronef. [3]

Le VOR indique sa position angulaire par rapport à la balise, et le DME donne la distance oblique par rapport à la même balise.

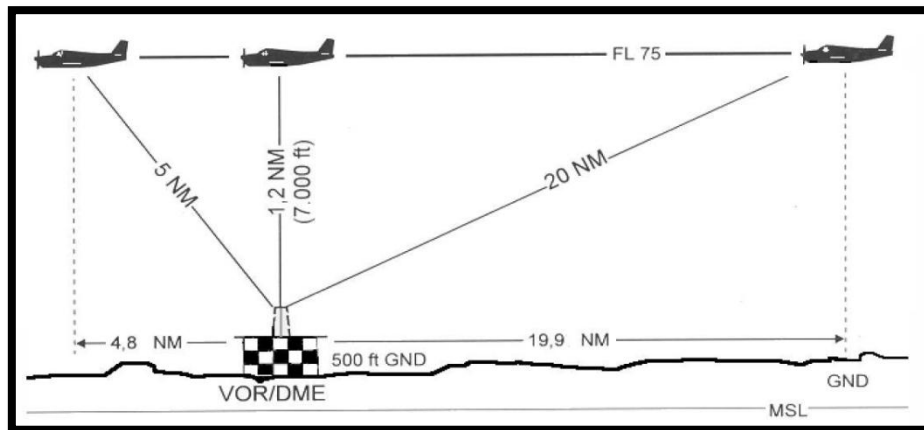


Figure 1.3 : Balise DME.[3]

On voit ici que plus l'avion est loin de la balise, plus la distance affichée est proche de la distance au sol. Plus l'avion se rapproche de la station, plus la distance affichée est différente de la distance au sol. Par exemple, à la verticale de la station DME, la distance au sol est nulle. Mais l'afficheur indique 1,2 nm si l'avion est à 7000 pieds. La distance oblique est toujours plus grande que la distance au sol [3].

1.2.4 Les balises ILS

L'ILS (Instrument Landing System) sont un système automatique d'aide à l'atterrissage, utilisé dans l'aviation civile. Il permet une approche de précision compatible avec des conditions météorologiques dégradées, en offrant un guidage dans les plans vertical et horizontal jusqu'au seuil. [4]

L'ILS :

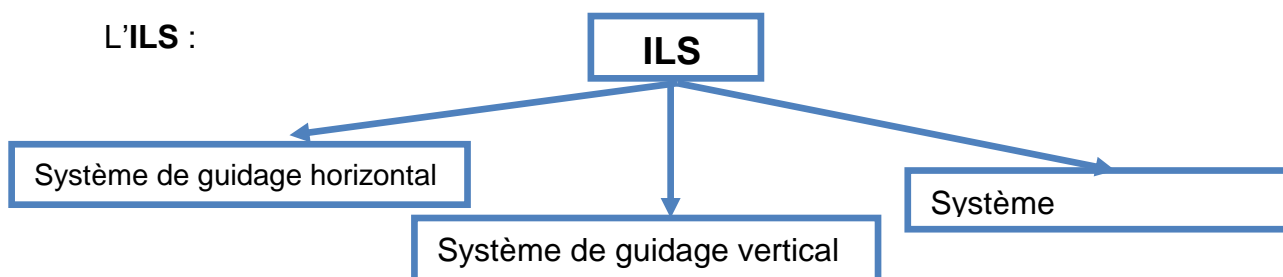


Figure 1.4 : Présentation des systèmes d'ILS.

- Un système de guidage horizontal appelé **LOCALIZER** :
 - Permet de savoir si on est bien dans l'axe de la piste (trop à droite ou trop à gauche).
 - Il émet, grâce à un réseau d'antennes directrices situées dans le prolongement de la piste,
 - un faisceau radioélectrique permettant de fournir au pilote une indication d'écart horizontal par rapport à l'axe de piste.
- Un système de guidage vertical appelé **GLIDE SLOPE** (ou **Glide Path**, ou encore **Glide**) :
 - Permet de savoir si on descend avec le bon angle (trop haut ou trop bas).
 - Il émet des faisceaux radioélectriques dans le prolongement de l'axe de piste permettant de fournir au pilote une indication d'écart vertical par rapport à la pente de descente nominale.
- Un système d'identification par code morse attaché au glide :
 - Permet de savoir si on approche du bon aéroport,
 - et si l'ILS fonctionne correctement.



Figure 1.5 : Le récepteur radio.[2]

1.3 Définition et principe d'une antenne

Une antenne d'émission est un élément conducteur qui transforme une énergie électrique en énergie de rayonnement électromagnétique. [5]

Les antennes sont utilisées dans des gammes de longueur d'onde très différentes pour des applications nombreuses comme le montre le tableau 1.3

Longueur d'onde	Intervalle	Utilisation
Ondes kilométriques	30 à 300 kHz	La radiodiffusion à modulation d'amplitude, les signaux horaires et les liaisons avec les sous-marins.
Ondes décamétriques	3 à 30MHz	les liaisons intercontinentales ou maritimes.
Ondes métriques	30 à 300MHz	la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision et les communications et radionavigations aéronautiques.
Ondes décimétriques	300 à 3000MHz	la télévision, le radar et les liaisons avec les mobiles.
Ondes centimétriques	3 à 30GHz	les liaisons terrestres par faisceaux hertziens et les liaisons spatiales.

Tableau1.3 : Exemples d'application des d'antennes.[5]

1.3.1 Caractéristiques d'une Antenne

Une antenne est caractérisée par différents paramètres que nous pouvons la classer soit en caractéristiques électriques soit en caractéristiques de rayonnement. [5]

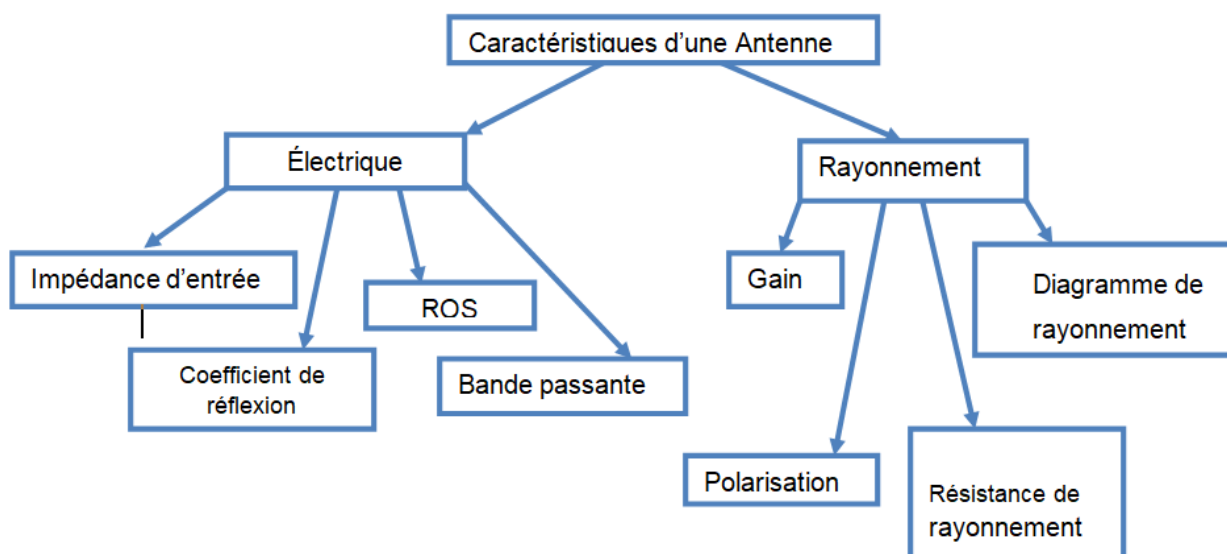


Figure 1.6 : Caractéristique d'une antenne.

1.3.1.1 Caractéristiques Electriques

Généralement ces paramètres électriques définissent l'antenne comme un élément du circuit dans lequel elle est connectée.

- Ils permettent d'apprécier la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation [5].

a) L'impédance de l'entrée

L'impédance d'une antenne est un paramètre d'un grand intérêt, puisque il concerne l'alimentation de l'antenne de façon à obtenir un maximum de puissance rayonnée ou un maximum de puissance reçue.

L'impédance d'une antenne se définit par le rapport entre la tension et le courant à son entrée.

En général, cette impédance est complexe : la partie réelle s'appelle résistance, la partie imaginaire réactance

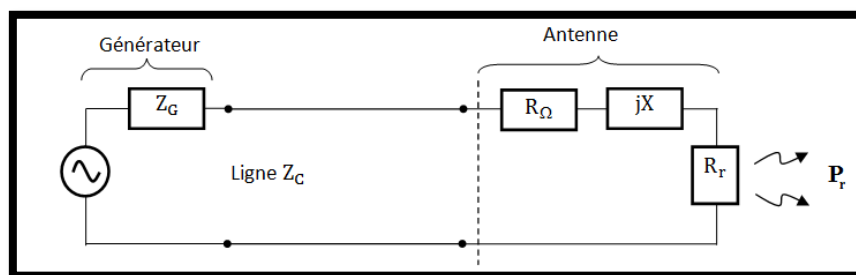


Figure 1.7 : L'impédance d'une antenne.[5]

On a :

$$Z_e = R + jX = \{R_r + R_{\Omega p}\} + jX \quad (1.1)$$

Avec :

R_r : La résistance de rayonnement d'une antenne et $R_{\Omega p}$ la résistance ohmique d'une antenne.

$$P_r = \frac{1}{2} \frac{I^2}{R_r} \quad (1.2)$$

P_r : puissance rayonnement totale

$$P_{pert} = \frac{1}{2} \frac{I^2}{R_p} \quad (1.3)$$

P_p : puissance de perte

On pose :

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} = \frac{P_r}{P_r + P_p} = \frac{R_r}{R_r + R_p} | 100\% \quad (1.4)$$

avec η le rendement ou efficacité de rayonnement

La puissance d'alimentation de l'antenne s'écrit :

$$P_a = P_{act} + j P_{react}$$

Avec :

$$P_{act} = P_{act} = R_e I_{eff}^2 \quad (1.5)$$

P_{act} : la puissance active fournie

Et :

$$P_{react} = P_{act} = X_e I_{eff}^2 \quad (1.6)$$

P_{react} : la puissance réactive

L'impédance de l'entrée en relation avec le coefficient de réflexion :

L'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne est l'impédance d'entrée de l'antenne :

$$Z_{in} = Z_0 \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right) \quad (1.7)$$

Avec :

Z_0 : impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

Et comme S_{11} est en fonction de la fréquence on constate que l'impédance de l'entrée varie aussi avec la fréquence [6].

b) Le coefficient de réflexion S_{11} .

Ce coefficient est le paramètre pour optimiser l'antenne car il met en évidence le transfert de l'énergie par l'antenne.

Lorsque le coefficient S_{11} connaît une forte atténuation à une fréquence donnée appelée fréquence de résonance alors il y a un max de transfert

de puissance entre le générateur et la charge. Il varie en fonction de la fréquence comme le montre la figure ci-dessous. [7]

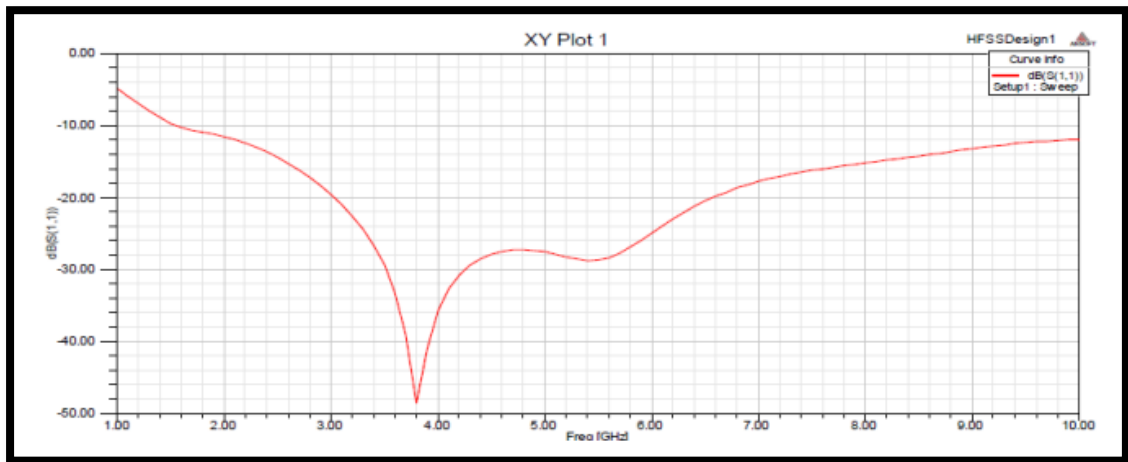


Figure 1.8 : Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.[8]

c) Rapport d'onde stationnaire (ROS)

Les lignes de transmission permettent aux ondes électromagnétiques de se propager dans les deux directions. Quand la source, la ligne de transmission et la charge ont toutes la même impédance, l'onde électromagnétique se propage de la source à la charge sans aucune perte du signal. Par contre, si la source n'a pas la même impédance par rapport aux autres éléments de la chaîne de transmission, une partie de l'onde sera réfléchié lorsqu'elle atteint la charge et renvoyée vers la source [8] [9]. Si on peut caractériser par (+V) l'onde propageant vers l'avant et par (-V) l'onde en retour, alors le taux ou le rapport d'ondes stationnaires sera défini par:

$$ROS = \frac{(+V) + (-V)}{(+V) - (-V)} \quad (1.8)$$

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

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (1.9)$$

Il est lié au coefficient de réflexion Γ par la relation :

$$ROS = \frac{1+r}{1-r} \quad (1.10)$$

d) Bande passante et facteur de qualité :

- Bande passante

On appelle une bande passante la bande de fréquence du transfert d'énergie est maximal soit de l'alimentation vers l'antenne ou de l'antenne vers le récepteur et on peut aussi déduire la bande passante du coefficient de réflexion sauf si le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. (Y'a pas de condition précise s'il s'agit de la limite du coefficient de réflexion).

Exemple d'un coefficient de réflexion inférieur à -10dB ou -15dB sur la bande passante.

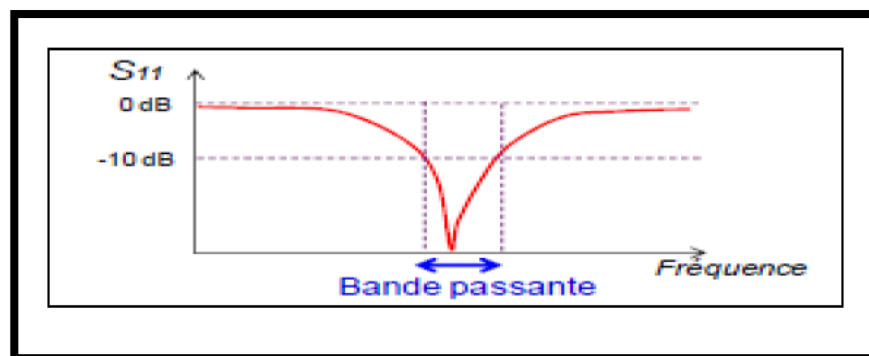


Figure1.9 : Bande passante et coefficient de réflexion.[8]

- Le facteur de qualité

Le facteur de qualité à pour but de la miniaturisation est de réduire la taille de l'antenne tout en gardant les caractéristique électromagnétique optimale (bande passante, et le gain) d'autre terme il représente les quantités de résistance présente lors de résonance [8].

$$Q = \frac{F_{RES}}{BW} = \frac{1}{Q} = \frac{R_{ant}}{2\pi F_{RES} \lambda} \quad (1.11)$$

Avec :

R_{ant} : résistance de l'antenne.

Q : facteur de qualité du circuit RLC.

BW : bande passante à 3dB.

F_{Res} : la fréquence de résonance.

λ : Longueur d'antenne.

e) Rendement de l'antenne :

Le rendement d'une antenne est le rapport entre la puissance totale rayonnée et la puissance fournie (d'alimentation) [4].

$$\eta_R = \frac{P_r}{P_f} = \frac{\text{puissance totale rayonnée}}{\text{puissance fournie}} \quad (1.12)$$

f) Ouverture

Appelée aussi ouverture à mi-puissance est l'angle défini sur un diagramme en 2D où le gain (ou la directivité) vaut $G_{dB} \geq G_{max} = 3 \text{ dB}$ ou bien $G = G_{max} / 2$ en linéaire [4].

1.3.1.2 Caractéristiques de Rayonnement

a) Diagramme de rayonnement

La répartition dans l'espace de l'énergie rayonnée par une antenne est caractérisée par son diagramme de rayonnement.

Soit $P(\theta, \varphi)$ la puissance rayonnée par une antenne par unité d'angle solide. On caractérise la variation de puissance par rapport à la puissance maximum par la relation suivante :

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P(\theta_0, \varphi_0)} \quad (1.13)$$

On exprime généralement cette fonction en décibel :

$$r(\theta, \varphi)_{dB} = 10 \log \frac{P(\theta, \varphi)}{P(\theta_0, \varphi_0)} \quad (1.14)$$

b) Directivité et gain

➤ Directivité

la directivité (θ, φ) est le rapport entre la densité de puissance surfacique $\mu(r, \theta, \varphi)$ rayonné par l'antenne dans cette direction à la distance r et la densité de puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope rayonnant la même puissance P_{ant} .

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\mu(r, \theta, \varphi)}{\mu_{iso}(r)} = \frac{\mu(r, \theta, \varphi)}{\frac{P_{ant}}{4\pi r^2}} \quad (1.15)$$

Avec : $\mu(r, \theta, \varphi)$ est la puissance rayonné par unité de surface (W/m²)

Et $\mu_{ISO}(r) = \frac{P_{ant}}{4\pi} r^{-2}$ en supposant qu'il n'ya pas de pertes sur l'antenne isotrope. [6]

➤ Gain

Le gain est le résultat de deux effets. La directivité et l'efficacité η .

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad (1.16)$$

Avec l'efficacité de l'antenne est prends une valeur entre 0 et 1 .

(Plus η est proche de 1, plus la puissance injectée dans l'antenne est rayonnée donc plus l'antenne est efficace [6].

c) Résistance de rayonnement

Soit P_r la puissance active rayonnée par une antenne. S'il est possible de connaître le courant I_Q en un point Q de cette antenne, nous définissons la résistance de rayonnement en ce point par le rapport :

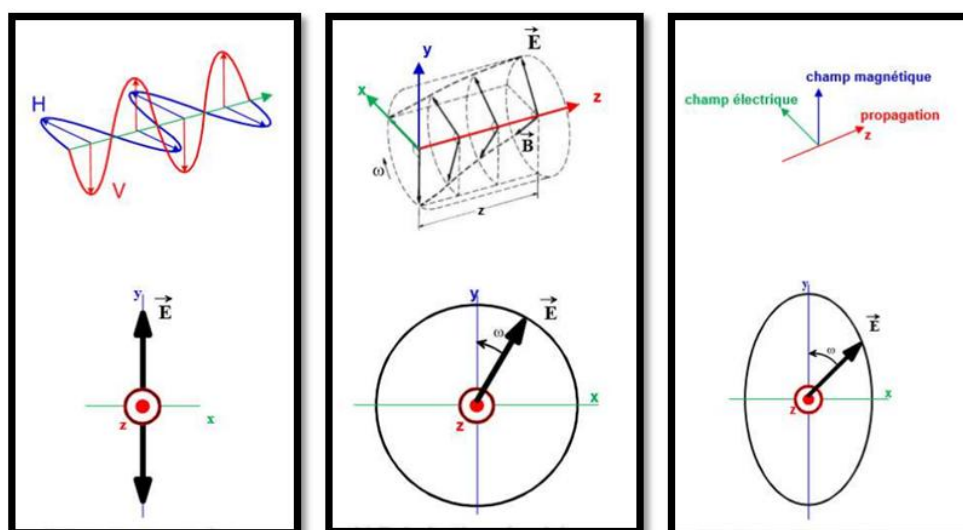
$$R_Q = \frac{2P_r}{I_Q^2} \quad (1.17)$$

d) Polarisation

Le tableau ci-dessous nous résume les caractéristiques de chacun des types de polarisations

Polarisation Horizontale	Polarisation Verticale	Polarisation Circulaire
<ul style="list-style-type: none"> • Peu de bruit électrique. • Meilleure sensibilité aux signaux faibles. • Angle de rayonnement généralement plus élevé par rapport au sol favorisant ainsi de bons contacts locaux. • Grands espaces requis pour le déploiement 	<ul style="list-style-type: none"> • Bruit électrique plus présent dans les bandes HF. • Optimisation de l'espace occupé par l'antenne. • Nécessite généralement un bon plan de terre (Ground, masse). • Plus enclin à causer de l'interférence dans les bandes HF. • Angle de rayonnement plus bas. 	<ul style="list-style-type: none"> • Génère deux polarisations en phase pour éviter les pertes en traversant l'ionosphère et pour compenser la rotation des satellites. • Rarement utilisée pour des contacts au sol.

Tableau 1.4 : Les caractéristiques de chacun des types de polarisations.



a) Polarisation linéaire b) Polarisation circulaire c) Polarisation elliptique

Figure 1.10 : Les types de polarisation.

L'antenne peut être caractérisé par différentes paramètres qui sont mis en relief par certaines applications dans la communication sans fil [4] :

- Représentation en quadripôles

Avec A_1 , A_2 , B_1 , B_2 sont des ondes de puissance :

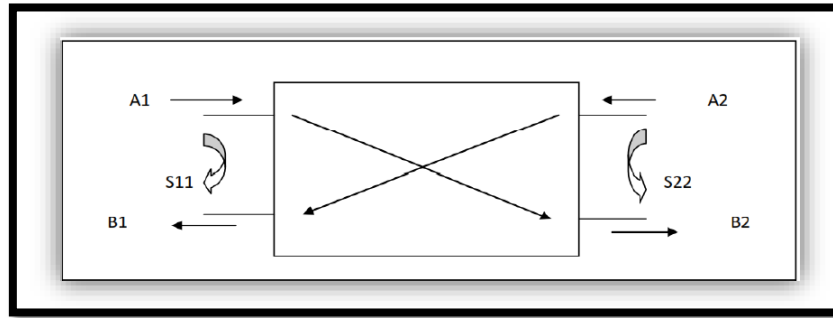


Figure 1.11 : Représentation en quadripôle.

On obtient :

$$B_1 = S_{11} \cdot A_1 + S_{12} \cdot A_2 \quad (1.18)$$

$$B_2 = S_{21} \cdot A_1 + S_{22} \cdot A_2 \quad (1.19)$$

Sachant que :

S_{11} : le coefficient qui correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2=0$.

S_{12} : le coefficient qui représente la transmission de la puissance entrante en sortie vers l'entrée lorsque $A_1=0$.

S_{21} : est le gain de quadripôle lorsque $A_2=0$.

S_{22} : la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1=0$ [4].

1.3.1.3 Facteur d'antenne

Le facteur d'antenne FA est utilisé en mesure. Il donne le rapport entre le champ électrique efficace rayonné et la tension mesurée juste derrière l'antenne.

$$E_{eff} = \frac{E}{\sqrt{2}} \quad (1.20)$$

Considérons le rayonnement provenant sur une antenne de réception. Il est caractérisé par la densité surfacique de puissance P_i . D'après les définitions précédentes :

$$P_i = \frac{E_{eff}^2}{Z} \quad (1.21)$$

La puissance reçue p_r par l'antenne est fonction de la densité surfacique de puissance et de l'aire effective de réception A_r :

$$P_r = P_i \times A_r \quad (1.22)$$

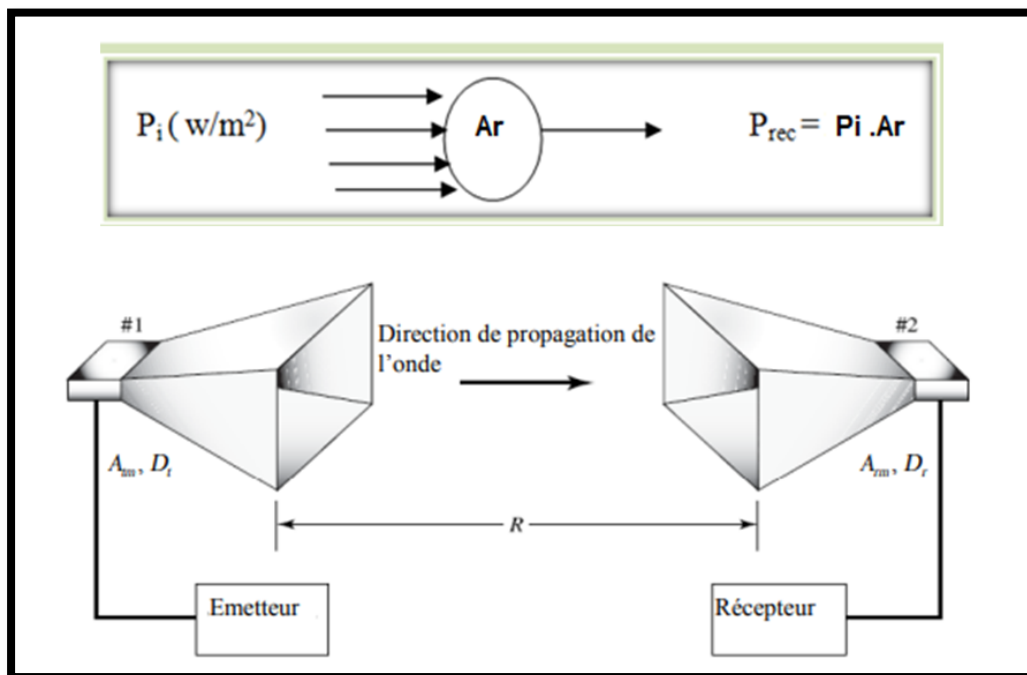


Figure1.12 : Deux antennes séparées par une distance R .

Or l'aire effective de réception dépend du gain de l'antenne de réception, G_r , de la longueur d'onde λ :

$$A_r = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (1.23)$$

$$P_r = \frac{E_{eff}^2}{Z} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (1.24)$$

Par ailleurs, la puissance reçue directement derrière l'antenne vérifie aussi la relation entre la tension et l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne :

$$P_r = \frac{V^2}{Z_0} = \frac{E_{eff}^2}{Z} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (1.25)$$

En introduisant le facteur d'antenne F_A , comme le rapport entre le champ électrique efficace reçu et la tension induite aux bornes de l'antenne :

$$F_A = \frac{E_{eff}}{V} \quad (1.26)$$

On obtient :

$$F_A = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{Z}{Z_0} \frac{4\pi}{G_r}} \quad (1.27)$$

F_A = facteur d'antenne

Z = impédance de l'air

G_r = gain en réception

➤ Remarque

Ce facteur, qui indique le taux de transformation entre le champ reçu et la tension transformée, fait intervenir le rapport de l'impédance de l'air à l'impédance de la ligne, le gain de l'antenne et la longueur d'onde. Il sert à comparer des antennes à une antenne étalon, en mesurant le facteur d'antenne en champ constant.

1.4 Les Différents Types d'Antennes

Dans le domaine de télécommunication, il existe une variété d'antennes avec différentes des formes. Cela va de l'antenne simple filaire jusqu'à des modèles des plus complexes telles que celles des centres d'émission.

Nous allons maintenant présenter et discuter brièvement certaines formes des différents types d'antennes les plus utilisées dans le monde de télécommunication.

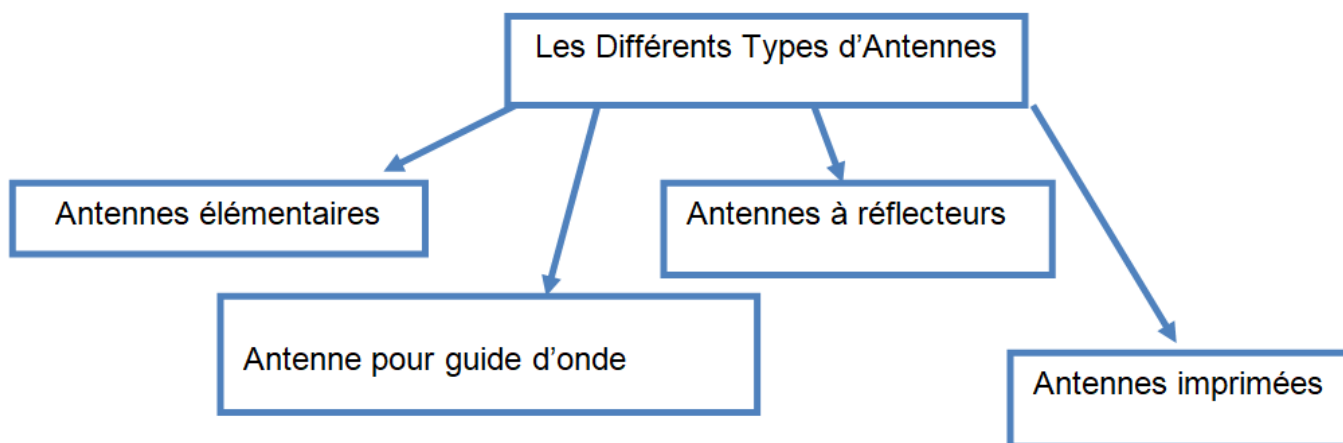


Figure 1.13 : Les différents types d'antenne.

1.4.1 Antennes élémentaires

Plus simple et moins chère ce genre d'antenne ne permettent qu'une polarisation linéaire dans cette catégorie, on peut citer : antennes dipolaires ou doublet demi-onde qui est constitué d'un élément conducteur de longueur égale à la demi longueur d'onde, et les antennes monopoles constituées d'un élément conducteur de longueur égale au quart de la longueur d'onde.[9]

1.4.2 Antenne pour guide d'onde

L'antenne cornet utilisée en hyperfréquence est une ouverture rayonnante excitée par un guide ou un monopôle, elle est très directive et possède un gain élevé. On trouve aussi les antennes à fente constituées par les réseaux des fentes rayonnantes qui sont des réseaux de dipôles ouvert sur un guide elle est très facile à réaliser, elle devient de plus en plus utilisée surtout dans le domaine des radars utilisé pour la surveillance maritime.[9]

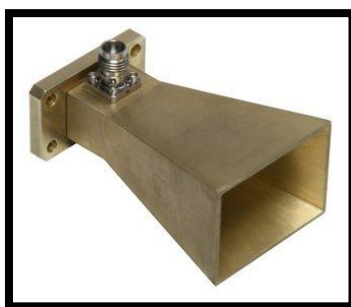


Figure1.14 : Antenne cornet.

1.4.3 Antennes à réflecteurs

En hyperfréquence, certaines antennes peuvent utiliser des montages similaires à l'optique avec des réflecteurs plans ou paraboliques. Il s'agit d'antennes à réflecteurs. On peut citer l'antenne parabolique qui est la plus connue pour son usage en télévision satellitaire, elle a un gain élevé lié au diamètre du réflecteur et elle est très directive.[9]

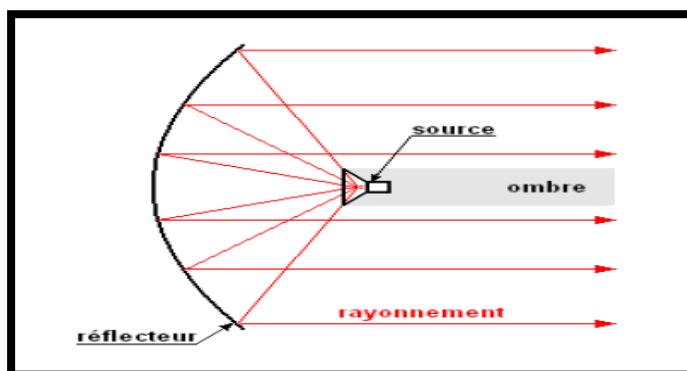


Figure 1.15 : Réflecteur parabolique.[9]

1.4.4 Antennes imprimées (Micro ruban)

L'antenne imprimée, appelée aussi antenne patch est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquent. Elle est constituée d'un diélectrique (substrat), possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face une gravure métallique permet de supporter des courants de surface (plaque) qui créent le rayonnement électromagnétique. [9]

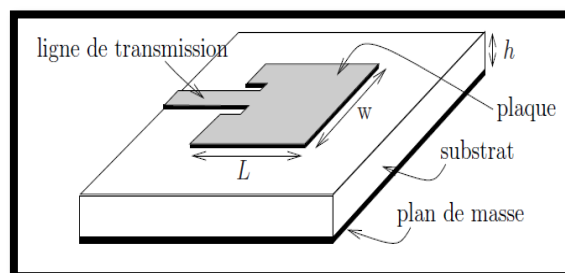


Figure1.16 : Structure d'une antenne rectangulaire.[9]

1.5 Différentes techniques d'alimentation

La figure ci-dessous nous présente les différentes techniques d'alimentation.

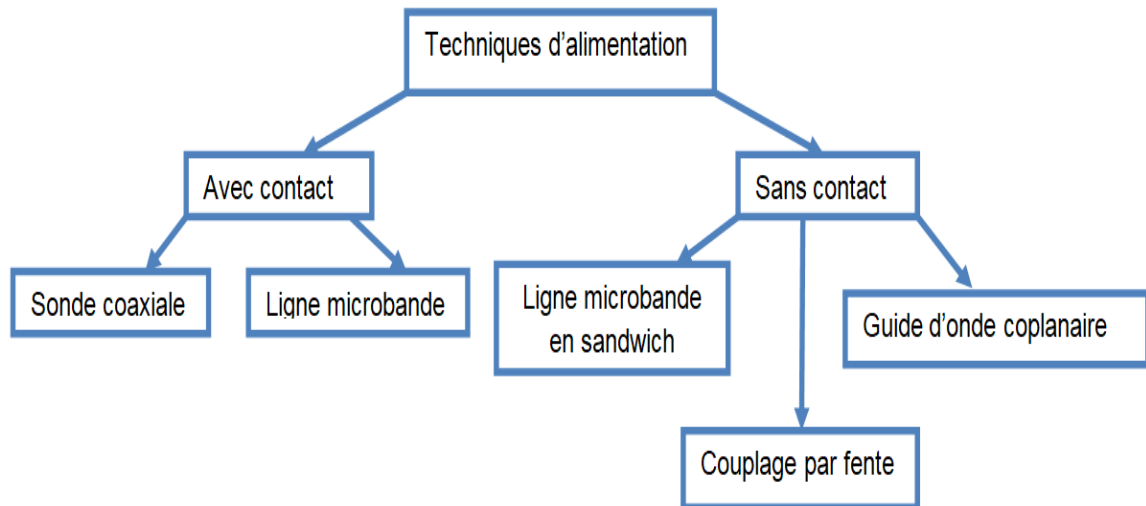


Figure 1.17 : Les techniques d'alimentation.

Une comparaison entre l'alimentation avec contact (sonde coaxiale et la ligne Microbande) et l'alimentation sans contact (par couplage, guide d'onde coplanaire, et le couplage par fente), est résumée dans le tableau 1.5

Méthode		Avantage	Inconvénients
Alimentation avec contact	Sonde coaxiale	<ul style="list-style-type: none"> -Pas de pertes par rayonnement de ligne -Sélection possible d'un mode privilégié -Obtention d'une impédance d'entrée adéquate par positionnement de la sonde -Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur -Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz 	<ul style="list-style-type: none"> -Rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire. -Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte. -Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique. -Rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité
	Ligne microbande	<ul style="list-style-type: none"> -Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation -Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant. 	<ul style="list-style-type: none"> -Rayonnement parasite de la discontinuité ligne aérien -Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique Structure figée après gravure
Alimentation sans contact	Par couplage	<ul style="list-style-type: none"> -Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens -Bande passante plus large par augmentation de la hauteur ($h_1+h_2>h_1$) 	<ul style="list-style-type: none"> -Deux couches de substrat requises -Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur
	Guide d'onde coplanaire	<ul style="list-style-type: none"> -Procédé technologique simple -Facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante -Faible rayonnement arrière -Transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et circuits MMIC. 	<ul style="list-style-type: none"> -Génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaire.
	Couplage par fente	<ul style="list-style-type: none"> -Réalisation du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes -Séparation électromagnétique des deux couches -Possibilité d'élargir la bande passante en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente 	<ul style="list-style-type: none"> -Technologie plus couteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) -Intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions -Rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément.

Tableau 1.5 : Les caractéristiques de chaque polarisation. [10]

1.6 Différentes zones de rayonnement

L'onde électromagnétique n'a pas les mêmes propriétés de propagation dans tout l'espace entourant une source. Pour modéliser la propagation d'une onde dans un environnement global, il convient donc de découper l'espace en différentes zones. Nous distinguons quatre zones de propagation comme la montre la figure ci-dessous.

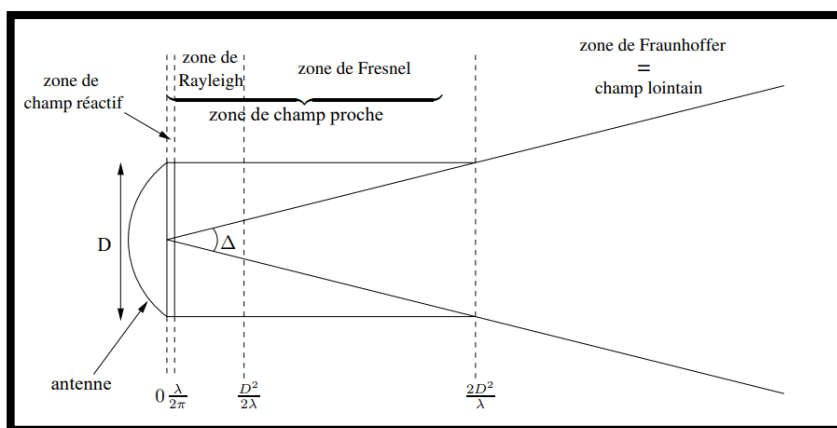


Figure 1.18 : Les zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice. [11]

- ✓ Zone de champ réactif où l'onde est évanescente,
- ✓ Zone de Rayleigh ou zone proche: C'est la zone la plus proche de l'antenne. Dans cette partie la puissance par unité de surface décroît peu en fonction de la distance.
- ✓ Zone de Fresnel: Située au-delà de la zone de Rayleigh, à une distance inférieure à $2D^2$ se caractérise par d'importantes variations des champs, si l'antenne est de grande dimension. Les différentes parties de l'antenne supposées rayonner en phase à l'infini, ne respectent pas cette propriété dans cette zone. Associée à la zone de Rayleigh, ces deux zones constituent la zone du champ proche de l'antenne.
- ✓ Zone de Fraunhofer ou zone lointaine: Cette zone est définie à une distance supérieure à $2D/\lambda$. Dans cette zone, qui s'étend jusqu'à l'infini, on peut considérer que l'onde est plane, les champs décroissent en $1/R$, et on peut y mesurer le gain de l'antenne. Cette distance définissant la zone de champ lointain peut être très grande pour les antennes de grande dimension pour les trois zones [12].

1.7 Conclusion

Ce chapitre avait comme objectif d'introduire quelques types de systèmes radionavigations et quelques notions élémentaires concernant les caractéristiques et les types d'antennes, dans le chapitre suivant nous nous intéressons aux antennes aéroportées et aux techniques de miniaturisation.

Chapitre 2

Les antennes aéroportés et technique de miniaturisation

2. Les antennes aéroportés et technique de miniaturisation

2.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la technologie ultra large bande (ULB) qui peut être exploitée à très faible densité de puissance pour la communication à des débits de données élevés sur de courtes distances [13], ainsi que les réglementations liées à cette technologie.

Puis nous citons les différents types d'antennes utilisés dans les systèmes aéroportés et montrons l'intérêt de la miniaturisation de ces antennes.

2.2. La technologie Ultra large bande

2.2.1. Définition et historique

Le tableau 2.1 ci-dessous un résumé sur les travaux ULB.

Année	Chercheurs	Travaux
la fin du 19ème siècle	Heinrich Hertz	l'idée d'utiliser des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques. C'était la base de la technique large bande.
1952	Pierce et Hopper	des travaux réalisés sur la transmission de signaux téléphoniques analogiques, au moyen d'impulsions aléatoires espacées dans le temps.
les années 60	Ross et Bennett	étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel
années 1970-1994		la majorité des travaux vise à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms: technologie "sans porteuse", ou en "bande de base" ou encore technologie "impulsionnelle".
1973	G.F. Ross	le premier brevet sur l'application des impulsions dans les télécommunications a été déposé par G.F. Ross aux États-Unis .
1989		le terme ULB apparaît pour la première fois dans une publication du ministère de la Défense des États Unis (DoD), où la plupart des travaux de recherche étaient envisagés pour des applications militaires.
1992	P. Withington et	le premier article décrivant l'Impulse Radio (IR) comme

	Fullerton	solution à des communications sans fil a été publié
1993	Scholtz	des travaux académiques démarrés
jusqu'en 1994		le gouvernement des États-Unis avait maintenu les travaux liés à ULB sous le couvert de confidentialité
1994		la confidentialité des travaux liés à large bande est levée. La recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.
2002		la FCC (Fédéral Communication Commission) [23],[19] l'organisme de régulation des communications américain, réglemente large bande: Elle en donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (- 41 dBm /MHz pour la bande haute).

Tableau 2.1 : Travaux sur l'ULB . [13]

→ Définition

Une première définition d'un signal ULB avait été donnée par Taylor [14] où la largeur de la bande passante relative (BWR) du signal devait être égale ou supérieure à 0,25. Mais, le problème avec cette définition était qu'un téléphone filaire occupant la bande [300 – 3400] Hz pouvait être considéré comme ULB. Face à ce problème, la FCC redéfinit les signaux ULB où la densité spectrale de puissance (DSP) à -10 dB excède à tout moment une largeur de 500 MHz et la bande passante relative est supérieure à 20%.

$$BW_R = 2. \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 0.25 \quad (\text{Taylor}) \quad (2.1)$$

$$BW_R = 2. \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 0.2 \quad (\text{FCC}) \quad (2.2)$$

La définition donnée par la FCC permet de différencier les signaux ULB des signaux à bande étroite.

2.2.2. Comparaison système ULB / Système à bande étroite

Les caractéristiques de la technique impulsionnelle large bande (ULB) diffèrent largement de celles des techniques classiques.

En effet, cette technique transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (1ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB [2] comme la montre la figure (2.1).

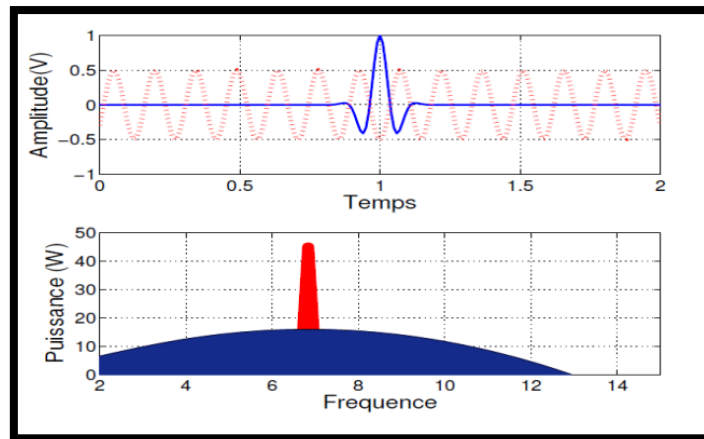


Figure 2.1 : Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal a bande étroite et d'un signal ULB .[15]

Depuis février 2002, la FCC a alloué le spectre de 3.1-10.6 GHz pour l'utilisation de LB sans licence.

2.2.3. Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande

La technologie bande large (ULB) possède certaines caractéristiques intéressantes :

- Faible susceptibilité à l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples ;
- L'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples peut réduire l'efficacité des systèmes de communication classiques.

2.2.4. Problème dû à la propagation par trajets multiples

Dans le cas des communications ULB, le signal transmis possède une large bande. Comme la fenêtre d'observation au récepteur est étroite, les réflexions multiples avec des retards inférieurs à la nanoseconde peuvent être résolues et additionnées de manière constructive pour donner un gain comparable à celui d'une propagation par trajet unique direct [14].

Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés (en pleine rue par exemple) la figure 2.2 nous donne la propagation par trajets multiples.

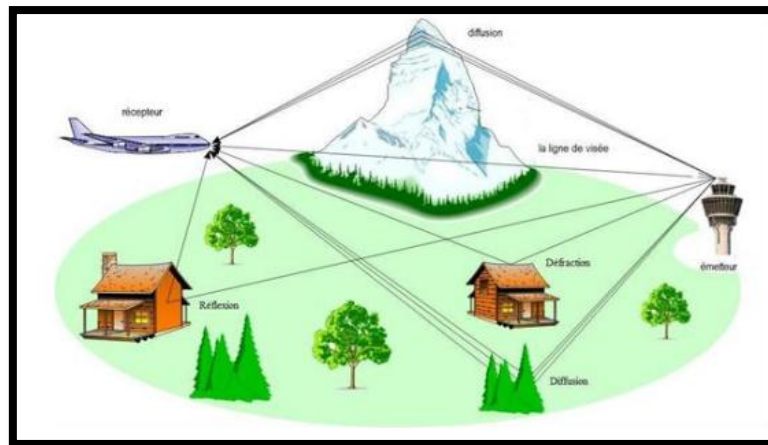


Figure 2.2 : Propagation par trajets multiples.[14]

→ Communications protégées

Les signaux ULB sont plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunications classiques car :

- ❖ ils utilisent une large bande et peuvent être produits sous forme de bruit.
- ❖ La densité spectrale de puissance très faible
- ❖ Les signaux ULB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs classiques.

Cette caractéristique, particulière à large bande, permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques. [14]

→ Capacité de communication

Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante :

$$c = w * \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_b} \right) \quad (2.3)$$

Et le rapport signal /bruit est donné par la formule :

$$\frac{S}{N} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_b} \right) = [\text{dB}] \quad (2.4)$$

Où : W désigne la bande passante du système P_s puissance du signal et P_b puissance du bruit.

→ Simplicité relative des systèmes ULB

Dans les systèmes de communications sans fils utilisant la technologie ULB, l'information en bande de base peut moduler directement les impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale.[14]

2.3. Réglementation d'ULB dans le monde

Le tableau 2.2 représente les bandes fréquences allouées

Pays	Bande 1 (GHz)	Bande 2 (GHz)
Etats Unis	3.1 - 10.6	--
Europe	4.2 - 4.8	6 - 8.5
Japon	3.4 - 4.8	7.25 - 10.25
Corée	3.1 - 4.8	7.2 - 10.2
Singapore	4.2 - 4.8	6 - 9
Chine	4.2 - 4.8	6 - 9

Tableau 2.2 : Bandes fréquences allouées. [16]

2.4. Normalisation de l'ULB

Après la réglementation de la technologie ULB, réalisée en 2002 par le FCC, deux techniques pour l'émission de ces signaux ont été présentées l'IR et le OFDM.

- ❖ La première technique était proposée par l'alliance « DSSS-IR »
- ❖ la seconde par l'alliance « WiMedia » [17].

Suite aux désaccords entre les deux parties pour standardiser leur technique, l'IEEE crée les standards IEEE 802.15.3a et 802.15.4a pour les communications WPAN haut et bas débit [15][16]. L'alliance WiMedia dépose auprès de l'ECMA (European Computer Manufacturers Association) sa proposition pour les communications ULB qui se convertira dans le standard ECMA-368 [17].

2.5. Différents types d'applications d'ultra large bande

Le tableau ci-dessous présente les applications de quelques bandes de fréquences

Bande de fréquences (GHz)	Applications
24 - 77	application liée aux véhicules
>1	Radar
1.99 - 10.6	Applications médicales (imagerie)
3.1 - 10.6	Système de communications sans fil et application liées à la localisation.
1 - 11	Application multimédia (3G, 4G, WIMAX....etc.)

Tableau 2.3 : Des applications d'ULB.

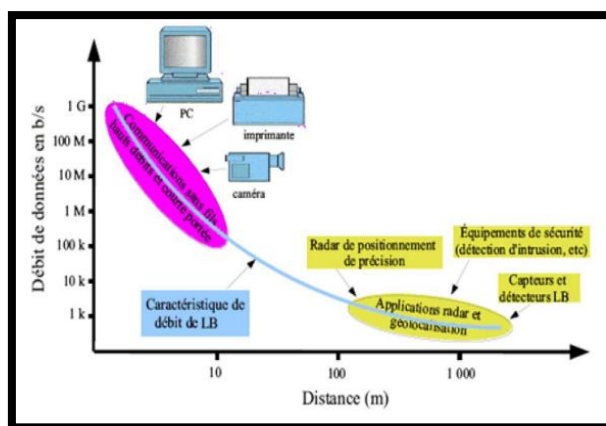


Figure 2.3 : Différentes applications de Large Bande .[18]

Le tableau ci-dessous nous donne les avantages et les inconvénients de l'ULB

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ✚ Débit important ✚ Bonne capacité de pénétration dans les au fait que les fréquences utilisées sont murs et les obstacles. ✚ Ultra large bande de fréquence ✚ Précision temporelle élevée ✚ Possibilité d'une architecture commune pour tes applications de communications, de Réduction des évanouissements causés par les trajets multiples. 	<ul style="list-style-type: none"> ✚ Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette technique de communication tient déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences ✚ Difficile à adapté

Tableau 2.4 : les avantages et les inconvénients de l'ULB.

2.6. Exemple d'antennes Ultra Large Bandes

Cette figure énumère quelques exemples d'antennes ULB

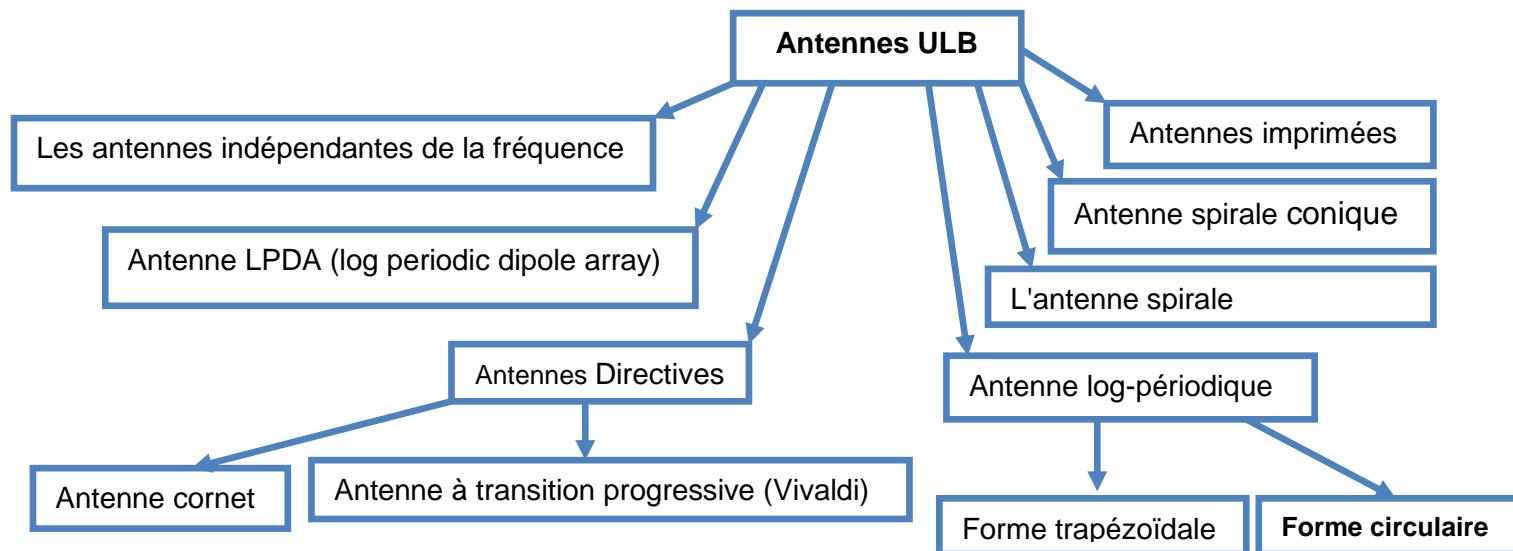


Figure 2.4 : Quelques antennes Ultra Large Bandes.

2.7. Dipôles/ monopoles électriques ultra large bande

2.7.1. Quelques généralités sur les dipôles électriques larges bandes

Une autre catégorie d'antennes large bande est constituée par les monopoles plans ou dipôles. De nombreuses études ont été menées sur ce type d'antenne [19] et différentes formes ont été conçues: carrée, circulaire, triangulaire ou elliptique.

L'utilisation d'un plan de masse perpendiculaire à l'élément rayonnant présente un inconvénient majeur pour l'utilisation d'une telle antenne. En effet, la zone de l'alimentation du monopole est relativement fine, ce qui entraîne une certaine fragilité de l'antenne.

En outre, pour une application commerciale, il est préférable de rendre planaire un monopole plan, c'est à dire d'utiliser un plan parallèle à la structure.

a. Monopole circulaire (elliptique)

C'est la première antenne large bande du type monopoles plans qui a été conçue et réalisée en 1992 par Honda.

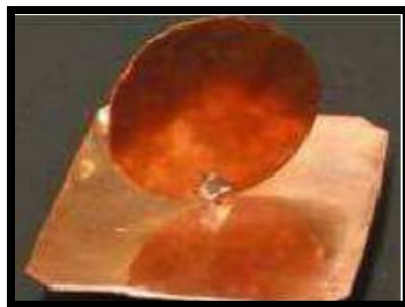


Figure 2.5 : Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire (rayon 2.5 cm).[19]

Le monopole circulaire plan est de forme circulaire avec un plan de masse de dimensions supérieures à une longueur d'onde maximale pour éviter les réflexions qui proviennent du plan de masse. L'élément peut être de forme elliptique, cependant un fort rapport d'ellipticité dégrade la bande passante de l'antenne.

b. Le monopôle triangulaire

Le monopole triangulaire est version planaire de l'antenne conique et est constituée d'un triangle plat rayonnant monté sur un plan de masse. Les variations d'impédance de l'antenne plane sont plus importantes. Ces variations auront pour effet de limiter la bande passante qui ne pourra être aussi importante que celle d'une antenne biconique, mais des valeurs de l'ordre de 120% sont tout de même atteignables.

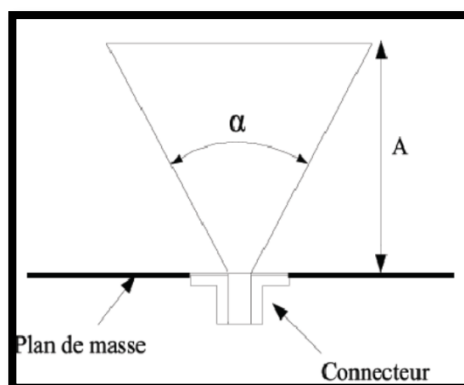


Figure 2.6 : Monopole triangulaire.[19]

c. Le monopôle trapézoïdal

Le monopole trapézoïdal est proposé comme étant une variation d'un monopole carré dont on fait varier les largeurs $W3$ et $W2$ de l'élément rayonnant. En effet, le monopole carré présente un caractère large bande assez limité [25] (de l'ordre d'une octave) soit une bande passante de 66%.

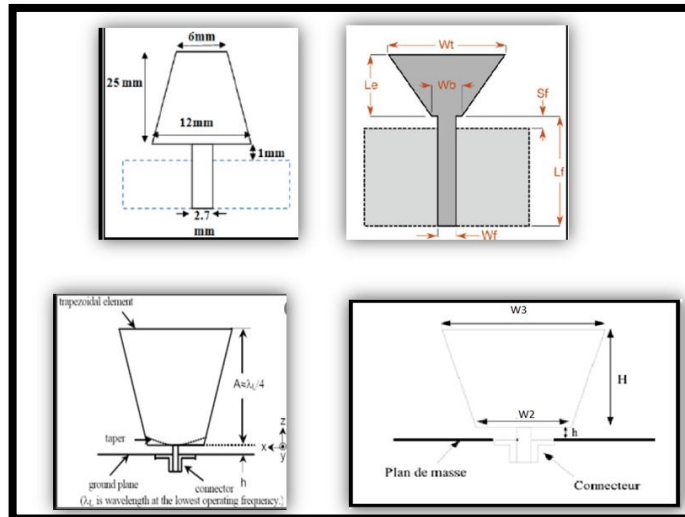


Figure 2.7 : Quelques exemples de monopole trapézoïdal.[19]

Une étude a été menée en [8] et montre que les meilleurs résultats en terme de largeur de bande passante sont obtenus pour des valeurs de $W3$ inférieures à $W2$, notamment lorsque $W3 = 0.75*W2$ où une bande passante relative supérieure à 80 % est obtenue en alimentant la structure par un câble coaxial d'impédance caractéristique de 50Ω . Cependant, pour des valeurs trop faibles de $W3$, l'impédance d'entrée de l'antenne augmente assez fortement.

Concernant le dimensionnement de l'antenne, la hauteur H du trapèze en fonction de la fréquence d'adaptation la plus basse est de l'ordre de $\lambda/5$ pour les structures possédant la plus large bande passante. A mesure que $W3$ est raccourcie, l'encombrement H en hauteur diminue (jusqu'à $\lambda/6$) puisque les longueurs des cotés du trapèze augmentent, rallongeant ainsi les longueurs électriques de l'antenne.

d. Monopôle carré et losange

Ceux sont les deux types que nous avons choisi à étudier. [20] L'un est alimenté par un guide d'onde coplanaire où le plan de masse et la ligne d'alimentation sont intégrés dans la même face que l'élément rayonnant et

l'autre est alimenté par le même type de ligne où les plans de masse sont trapézoïdaux.

e. Monopôle sous la forme d'un losange

Afin de déterminer la valeur de l'angle au sommet « α » des triangles (losange), la formule suivante a été utilisée pour déterminer l'impédance d'entrée « Z » de l'antenne biconique infinie .[21]

$$z_c = \frac{V(r)}{I(r)} = z = 120 \left[\cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (2.6)$$

Avec :

$$\alpha = 4 \tan^{-1} \left[\frac{1}{\exp \left(\frac{z}{120} \right)} \right] \quad (2.7)$$

Pour avoir une impédance de 50Ω il faut choisir un angle au sommet égal à 133.70°

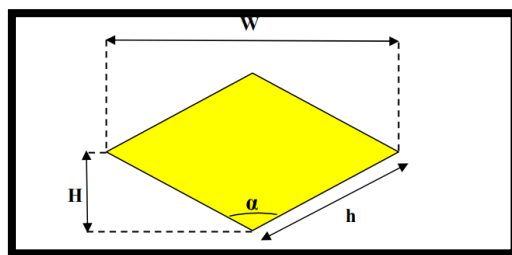


Figure 2.8 : schéma de base de l'antenne losange .[21]

La hauteur « H » de triangle : Les triangles seront donc tronqués à partir d'une certaine distance H de leur point d'alimentation de manière à limiter la taille de l'antenne.

De cette longueur dépendra la limite basse d'adaptation de l'antenne triangulaire.

2.8. Antennes pour les systèmes aéroportés

2.8.1. Définition et contraintes

L'antenne monopole est le type le plus utilisé pour les systèmes VHF aéroportés, surtout les monopoles planaires large bande, grâce à leur structure simple, leur poids léger et leurs formes aérodynamiques.

Le tableau suivant présente les différents types d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportés VHF.

Système	Gamme de fréquence en MHz		Type d'antenne
	f_{min}	f_{max}	
Radiogoniométrie	30	407	Boucles
Instrument Landing System (ILS) - localizer	108	112	Monopoles, dipôles
Instrument Landing System (ILS) - Marker	74.75	75.25	Boucles
Radio FM	88	108	Monopole
VHF Omnidirectional Range (VOR)	108	118	Monopoles, dipôles
Signal de détresse	121.5	-	Monopole
localisation des sinistres	121	243	Monopole
Communications VHF - Civile	108	137	Monopole
Communications VHF - Militaires	108	152	Monopole
Communications VHF - Maritime	150	174	Monopole
Communications par satellite militaire	240	310	Monopole et dipôles croisés
Communications UHF	225	400	Monopole

Tableau 2.5 : Différents types d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportés VHF.[22]

Différentes techniques sont proposées pour augmenter la bande passante de ces antennes monopôle ; réduire le rapport longueur / diamètre (L/D) ou hauteur / largeur (H/W), utiliser le concept angulaire du critère de Rumsey [23].

En outre, la structure de l'avion est utilisée comme plan de masse requis pour l'antenne monopôle. Généralement, une antenne monopôle quart d'onde conventionnelle présente une bande étroite autour de sa fréquence de résonance.

2.8.2. Quelques exemples d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportés

Pour une résistance à l'air plus faible, l'antenne est placée à l'intérieur d'un radôme de forme aérodynamique. Les antennes monopôles encapsulées dans un radôme pour offrir de meilleures propriétés aérodynamiques sont appelées « Blade antenna » .

Les antennes nommées « Blade antenna » sont des monopôles qui utilisent les 2 premières techniques ci au paravent. La figure 2.9 montre un exemple de ces antennes.



Figure 2.9 : Antenne monopole dans le radôme. [22]

2.8.2.1. Antenne à lame

a. Antenne à lame à la forme trapézoïdale [24]

Pour notre travail, nous avons choisi ce type , qui n'est rien d'autre qu'une variation d'un monopole carré dont on fait varier les largeurs W_3 et W_2 de l'élément rayonnant .

Dans un premier temps, les performances de l'antenne sont prises en compte avec une taille limitée du plan de masse, puis en optimisant les paramètres (w_2, w_3, H_1 , H_2, Gap) de bonnes performances peuvent être obtenues avec un plan de masse plus grand lors de l'installation de l'antenne sur la plate-forme aéroportée.

Selon l'objectif de la conception, H qui représente la plus grande dimension de l'antenne dans la direction verticale ne doit pas dépasser 150 mm. Dans cette conception, H est choisi inférieur à 145 mm et les 5 mm restants sont attribués à l'épaisseur du radôme et du plan de masse.

Dans un deuxième temps, la distance appropriée entre la lame et le plan de masse à fréquence unique est obtenue pour obtenir le meilleur VSWR, puis en considérant toute la bande d'autres paramètres sont optimisés pour acquérir les performances souhaitées. Dans l'étape suivante, les quatre paramètres W_3 , décalage ($W_2 - W_3$), H_3 et H sont améliorés pour une meilleure bande passante d'impédance par rapport à $VSWR < 2,5$.

La structure d'antenne avec radôme a été simulée dans Ansoft HFSS, puis testée dans une chambre pour acquérir des performances et un gain correspondants.

Il est évident que pour $H=145$ mm, Offset=5 mm et $H_3=25$ mm, les meilleurs résultats de VSWR sont obtenus.

Les dimensions structurales finales de l'antenne conçue sont $W_1=6$ mm, $W_2=61$ mm, $W_3=56$ mm, $H_1=40$ mm, $H_2=119$ mm, Gap=3 mm, $G_x=117$ mm, $G_y=35$ mm, et $\gamma = 125$ degrés.

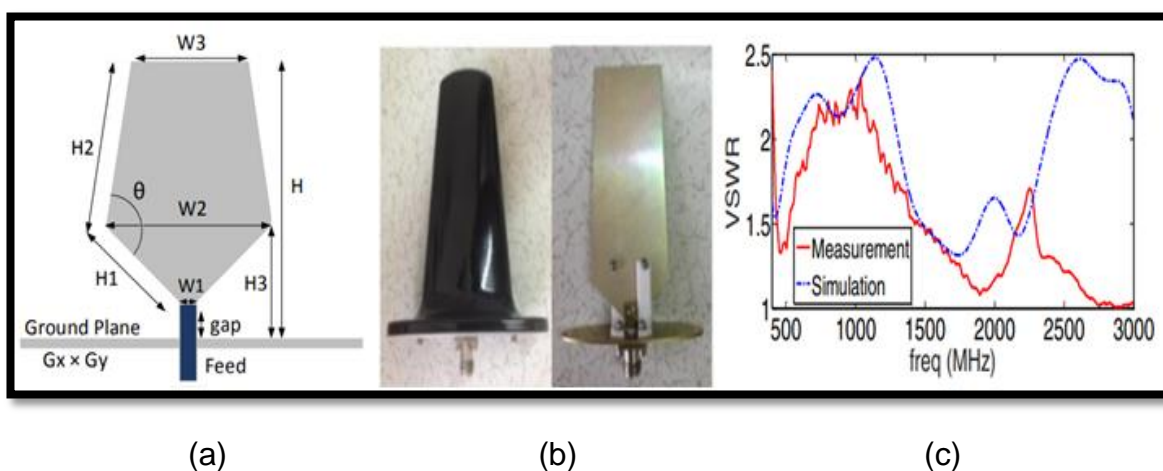


Figure 2.10 : (a) Géométrie de l'antenne à lame. (b) Antenne réalisée. (c) ROS (simulé et mesuré) de l'antenne.[24]

b. Antenne à lame à la forme rectangulaire

L'antenne de type « blade » est présentée sur la figure 2.11 . Les dimensions de l'antenne sont $W = 60$ mm, $H_1 = 60$ mm, $H_2 = 35$ mm, $\Phi = 80^\circ$. L'antenne couvre la bande [0.5 - 2.0] GHz (avec un ROS < 3).

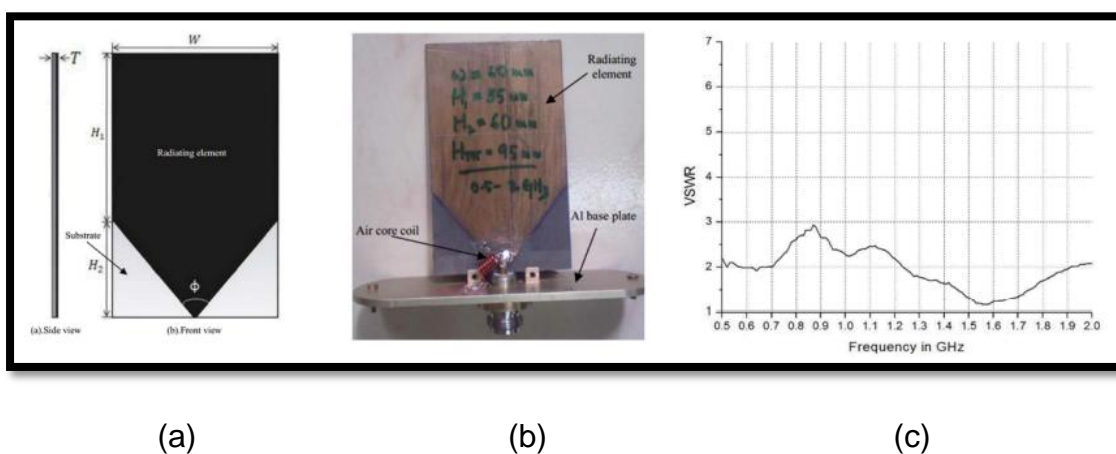


Figure 2.11 : (a) Géométrie de l'antenne large bande. (b) Antenne réalisée. (c) ROS (simulé et mesuré) de l'antenne. [25]

c. Antenne à lame avec bord oblique

Dans cet exemple, on rajoute un bord oblique (de largeur W_3) à l'antenne précédente afin d'augmenter la bande passante : la géométrie est présentée sur la figure 2.12 . Cette antenne fonctionne dans la bande [160 MHz – 600 MHz] (avec un ROS < 2).

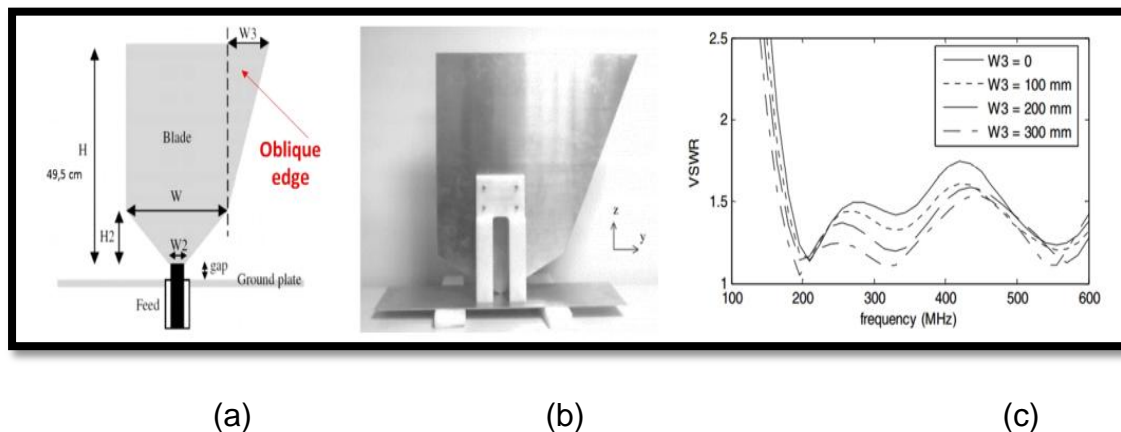


Figure 2.12 : (a) Géométrie de l'antenne (b) Antenne réalisée avec des supports de Téfion. (c) ROS simulé (HFSS) et mesuré de l'antenne 2 (avec circuit d'adaptation). [26]

d. Inverted-L Antenna (ILA) repliée

Cette antenne est proposée pour des applications aéroportées, couvrant la bande [20 - 90 MHz]. La figure 2.13 montre la position d'installation de l'antenne sur un avion industriel de taille moyenne. L'extérieur de l'antenne est protégé par un radome. .

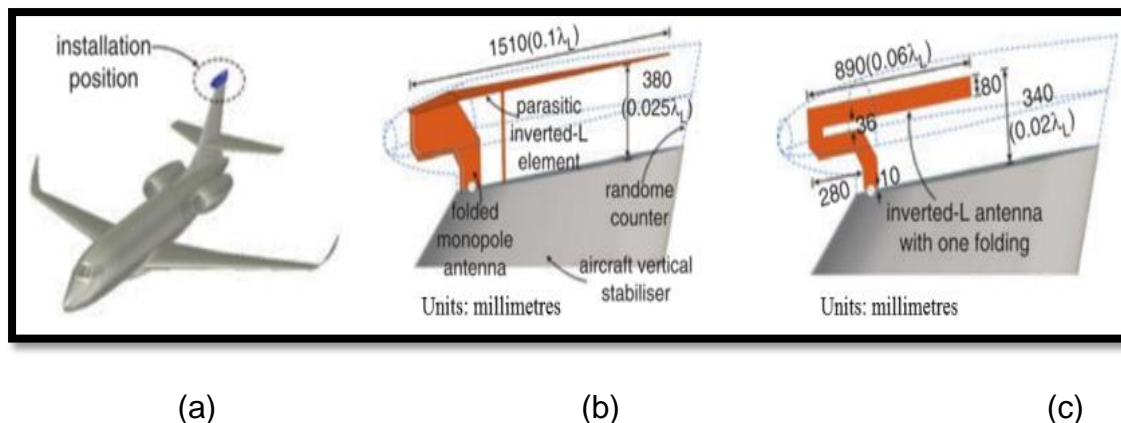


Figure 2.13 : Structure de l'antenne proposée ; (a) Position d'installation de l'antenne sur l'avion. (b) Antenne monopôle repliée couplée à un élément parasite L-inversé. (c) Nouvelle antenne : L-inversée repliée. [27]

Remarque :

L'état de l'art des antennes sur systèmes aéroportés montre que les performances des antennes, et en particulier en gain, sont dégradées. Il est clair que la réduction de dimension est toujours accompagnée par une réduction en gain.[22]

2.9. Antennes miniatures

Dans la bande de fréquence VHF, le problème de l'encombrement de l'antenne est très important, ce qui peut augmenter la traînée de l'avion et en plus de limiter les lieux d'installation possibles.

Par exemple, dans la bande VHF compris entre 118 MHz et 156 MHz ; la longueur d'onde varie entre 1.9 m et 2.6 m. Un monopôle adapté (quart d'onde) à la fréquence la plus basse devrait avoir une longueur de 65 cm, et pour certaines applications, il n'est pas possible d'installer ce monopôle sur un avion.

Par conséquent, la miniaturisation de ces antennes est nécessaire et constitue un problème critique dans les systèmes aéroportés. D'autre part, les diagrammes de rayonnement indiqués dans les fiches techniques des fabricants sont ceux obtenus pour des antennes sur des plans de masse standard ou en espace libre.

2.9.1. Définition des antennes miniatures

Selon les travaux de Wheeler, une Antenne est dite Electriquement Petite (AEP) si sa dimension maximale est inférieure à $\lambda/2\pi$.

Cette valeur est communément nommée la « Radian Sphère ».

Elle correspond donc à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne, et le champ lointain où celle-ci est propagée.

Cette définition est équivalente au fait de dire qu'une antenne est électriquement petite si elle satisfait la condition suivante [28]:

$$ka \leq 1 \rightarrow a < \frac{\lambda}{2\pi} \approx \frac{\lambda}{6} \quad (1.1)$$

Où a est le rayon d'une sphère entourant l'antenne et $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde (λ est la longueur d'onde), comme illustré sur la figure 2.14.

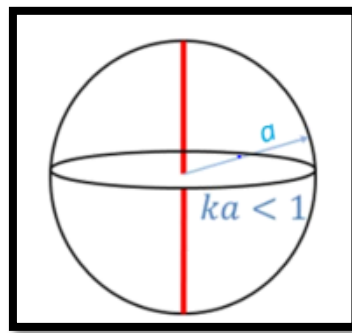


Figure 2.14 : Sphère de Wheeler englobant une AEP.

2.9.2. Quelques techniques de miniaturisation

Il existe plusieurs techniques de miniaturisation comme le montre le schéma synoptique ci-dessous.

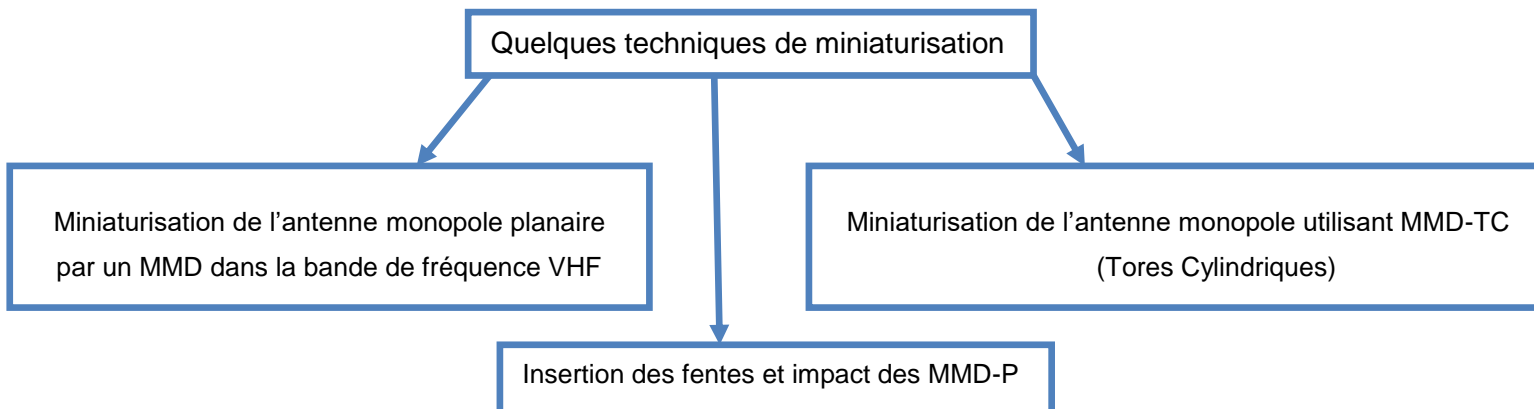


Figure 2.15 : Quelques techniques de miniaturisation

a. Miniaturisation de l'antenne monopole planaire par un MMD dans la bande de fréquence VHF

Les contraintes technologiques de réalisation du MMD amène à optimiser l'utilisation de ce matériau en termes de taille, d'épaisseur et de la position sur la structure de l'antenne. Nous présentons dans la suite une étude de l'impact du MMD sur l'antenne monopole large bande A1.

Avant de charger l'antenne par le MMD, il faut étudier la distribution des champs électrique et magnétique sur l'antenne pour pouvoir dans la suite optimiser la position et la géométrie du MMD afin d'obtenir le meilleur compromis entre la miniaturisation et l'efficacité de l'antenne.

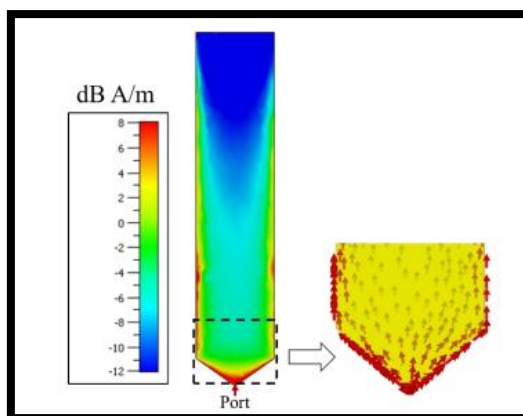


Figure 2.16 : Densités de courants de surface de l'antenne A1 à 130 MHz.[22]

b. Insertion des fentes et impact des MMD-P

Pour atteindre des taux de miniaturisation élevés, une augmentation de l'impact du MMD-P est nécessaire. Ce qui signifie une augmentation de l'intensité du champ magnétique dans la région recouverte par le MMD-P. Pour cela, une insertion de deux fentes dans cette zone.

Ces deux fentes vont concentrer les courants de surface dans la zone d'intersection.

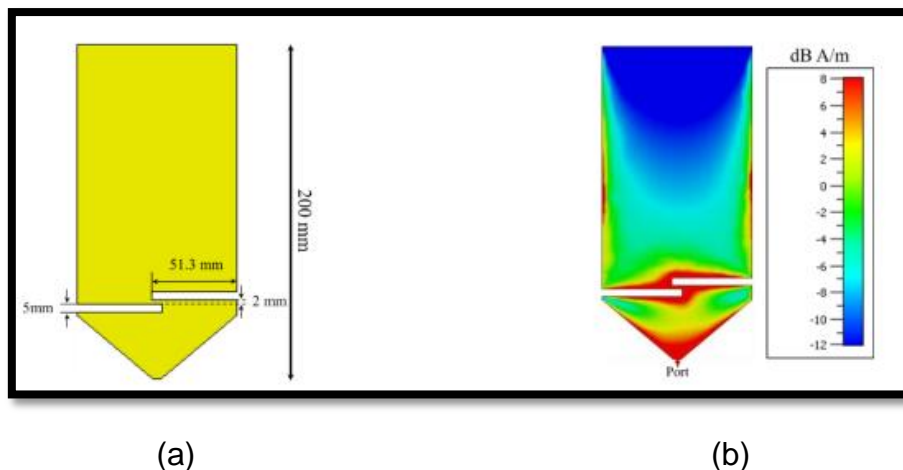


Figure 2.17 : (a) Antenne monopole à deux fentes. (b) Courants de surface sur l'antenne monopole à deux fentes à 270 MHz. [22]

c. Miniaturisation de l'antenne monopole utilisant MMD-TC (Tores Cylindriques)

Pour éliminer la discontinuité dans les lignes de champ magnétique, une autre technique est proposée MMD-TC.

Le MMD-TC est constitué d'un tore.

Cette nouvelle configuration du MMD aide à augmenter la concentration du champ magnétique sans couper ses lignes par un gap d'air, ce qui conduit par conséquent à obtenir un taux de réduction de f_0 plus élevé pour la même quantité du MMD. La figure 2.18 montre les parties imaginaires et les coefficients de réflexion de l'antenne A5 miniaturisée par MMD-P et MMD-TC.

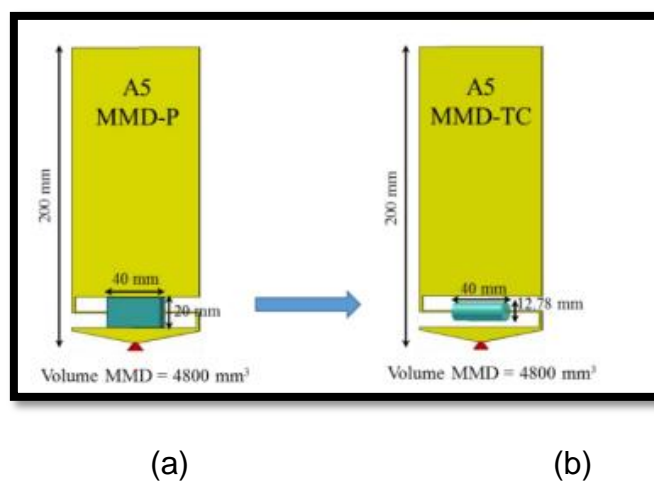


Figure 2.18 : Antenne monopole miniaturisée par le MMD d'un volume de 4800 mm³ sous la forme : (a) Planaire (MMD-P), (b) Tores cylindriques (MMD-TC).[22]

2.10. Techniques d'élargissement de la bande passante

Différentes techniques ont été envisagées pour élargir la bande passante et stabiliser le diagramme de rayonnement.

	Avantages	Inconvénients
Court-circuit	-Diminution de 50% de la taille -Fort courant sur le court-circuit	-Diminution de l'efficacité à bande passante identique -Instabilité du diagramme rayonnement
Décalage alimentation	129 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial	Instabilité du diagramme de rayonnement
Encoches	169 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial	Instabilité du diagramme de rayonnement
Evasement symétrique	169% de bande passante contre 68% pour le monopole initial.	Instabilité du diagramme de rayonnement
Monopole croisé	Stabilité du diagramme de rayonnement	-Difficulté de fabrication - 111 % de bande passante / 169% pour monopole à évasement symétrique
Monopole à 3 plaques	-Stabilité du diagramme de rayonnement - 122% de bande passante contre 68% pour le monopole initial.	-Difficulté de fabrication

Tableau 2.6 : Avantages et inconvénients des méthodes d'amélioration de la bande passante d'un monopole large bande. [29]

2.11. Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation générale des antennes Large Bande et leurs caractéristiques principales. Aussi nous avons présenté les différents types d'antennes utilisés dans les systèmes aéroportés et leurs performances ainsi que les intérêts de la miniaturisation de ces antennes.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la simulation, l'optimisation ainsi que la réalisation d'antenne à lame dans la gamme de fréquence [0.1-2] GHz.

Chapitre 3

Conception d'une nouvelle antenne Monopole Ultra-large bande

3 Conception d'une nouvelle antenne Monopole Ultra-large bande

3.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la conception et réalisation d'une antenne à lame dans la gamme de fréquence [0,1 - 2] GHz.

Les étapes suivies lors de la simulation et la réalisation sont les suivantes:

Dans un premier temps nous nous intéresserons à la simulation de la structure de base de l'antenne de forme trapézoïdale avec les dimensions théorique données par l'article [24].

Par la suite une étude paramétrique pour avoir l'antenne à lame souhaitée qui une antenne à lame de forme trapézoïdale avec encoche et radome.

La conception et la simulation de l'antenne est faite par des logiciels de simulation électromagnétique HFSS.

Ces logiciels permettent soit une conception multicouche en 2D (c'est le cas, par exemple, de Momentum développé par Keysight Technology) soit une conception 3D comme (comme HFSS d'Ansys, FEKO d'Altair et CST Microwave studio).

La différence entre ces logiciels, hormis l'Interface Homme Machine (IHM), réside dans les méthodes numériques qu'ils utilisent pour calculer la réponse électromagnétique des structures modélisées.

Pour notre cas le logiciel utilisé pour la simulation de l'antenne est le HFSS (High Frequency Structure Simulator).

Les meilleurs résultats obtenus lors de la simulation (coefficient de réflexion S_{11} , gain et bande passante) vont être utilisé pour la réalisation de notre antenne avec radome et puis faire une comparaison entre les résultats simulés et mesurés.

3.2 Présentation du simulateur HFSS

Le logiciel HFSS de Ansoft Corporation est un logiciel commercial de simulation qui est élaboré pour apprendre le comportement des phénomènes électromagnétiques dans le domaine fréquentiel en résolvant les équations de Maxwell. Pour cela, il faut construire des objets en trois dimensions et leur assigner des caractéristiques (type de matériau, taille, épaisseur, ...). Il permet

d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en trois dimensions [30].

La figure 3.1 représente l'interface principale de logiciel HFSS.

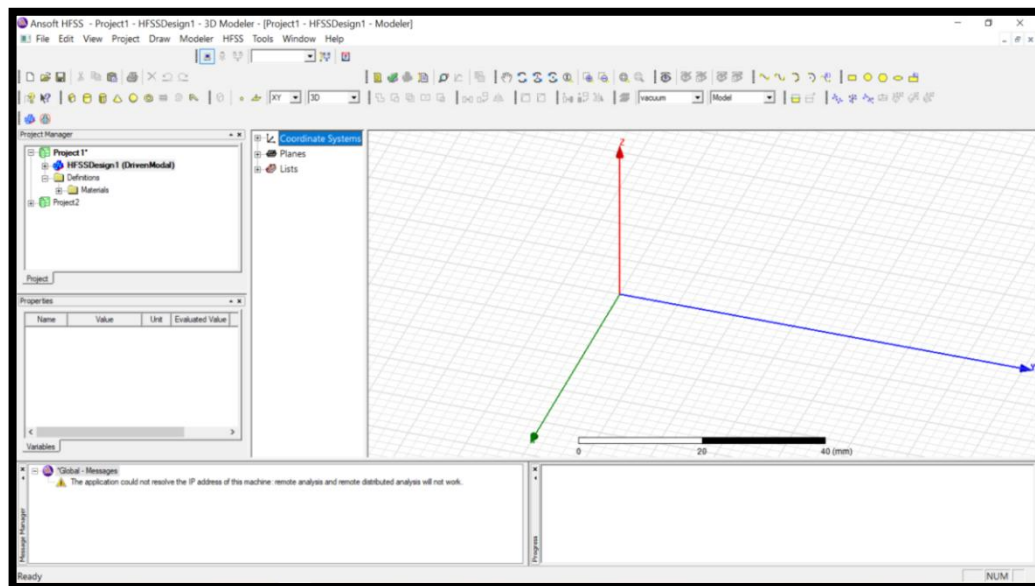


Figure 3.1 : L'interface principale de HFSS.

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

Il permet le calcul des :

- Quantités de base dans le champ proche et le champ lointain.
- Impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation.
- Les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique afin de générer une solution du champ électromagnétique [30].

3.2.1 Les avantages du logiciel HFSS

- HFSS travaille sur plusieurs accessoires de communication, on cite les guides d'ondes, les filtres, les câbles coaxiaux, les connecteurs et divers types d'antennes.
- D'autres avantages résident dans la génération d'un maillage adaptatif à la structure, durant la simulation le volume et la position de chaque tétraèdre sera modifiée d'une manière à aboutir à une convergence des résultats et une bonne précision avec une marge d'erreur réduite.

- Etude de structures très complexes, prise en compte simple de la dépendance fréquentielle ou temporelle [30].

3.2.2 Les inconvénients du logiciel HFSS

- La création des structures géométriques compliquées peut prendre une grande durée de temps, même chose pour la définition de la fonctionnalité de chaque face et objet élémentaire.
- La modélisation des objets volumiques et surfaciques recommande une maîtrise d'utilisation des différents outils de base et leur manipulation par des opérations arithmétiques.
- Le processus de la simulation pourra prendre plusieurs jours avant de produire les résultats et tracer les graphes, ce qui augmente le coût de fabrication pour des projets industriels, et le délai de l'étude pour un projet universitaire [30].

3.2.3 Simulation de l'antenne monopole à lame de forme trapézoïdale

La simulation est une étape indispensable pour la réalisation réelle d'un objet, puisqu'elle nous guide et nous oriente vers la bonne sélection des paramètres statiques et des conditions de fonctionnement selon l'objectif fixé par la réalisation.

La figure 3.2 nous montre les différentes étapes de simulation.

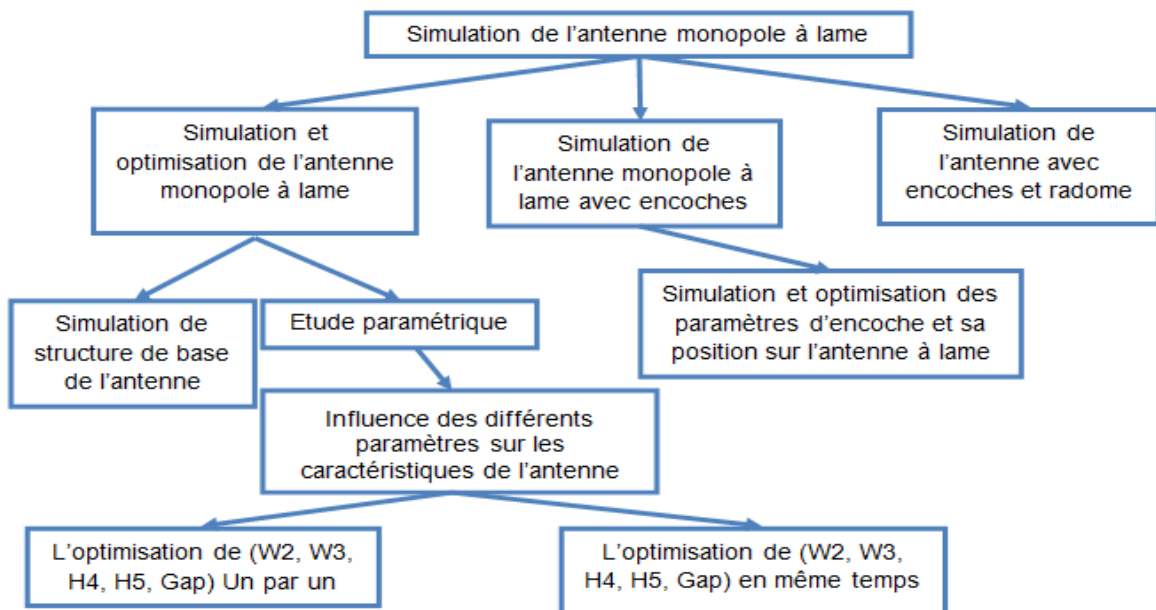


Figure 3.2 : Différentes étapes de la simulation.

➤ Les paramètres essentiels pour la conception de l'antenne monopole à lame de forme trapézoïdale

- La fréquence de résonance (F_r) de notre simulation est de 1 GHz (le centre de la bande de fréquence est de [0.1-2] GHz).
- L'épaisseur du plan de masse et l'élément rayonnant ($\epsilon_{ps}=2\text{mm}$).
- Les simulations et les optimisations de l'antenne ont été réalisées principalement avec la méthode des éléments finis, en particulier avec le logiciel Ansoft HFSS.

La figure 3.3 représente les différents paramètres de l'antenne sur logiciel.

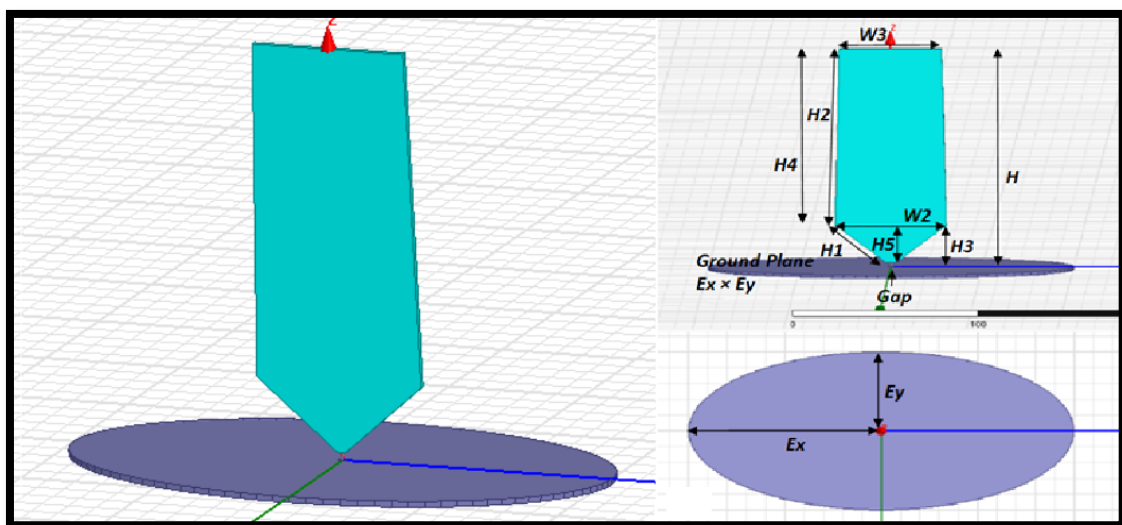


Figure 3.3 : les différents paramètres de l'antenne à lame.

Les différents paramètres de notre antenne sont donnés dans le tableau 3.1.

Paramètre	Symbole	Valeur[mm]
La hauteur de l'antenne	H	145
La hauteur de trapézoïde	H4	119
La hauteur de triangle	H5	28
La base inférieure du trapézoïde	W2	61
La base supérieure du trapézoïde	W3	56
Grand axe de plan de masse	Ex	100
Petit axe de plan de masse	Ey	50
La distance entre le plan de masse et l'antenne monopole	gap	3

Tableau 3.1: Paramètre de l'antenne monopole Ultra-large Bande.

3.2.4 Résultat de la simulation d'antenne monopole à lame de forme trapézoïdale

Pour notre simulation, Nous allons suivre les étapes mentionnées sur la figure 3.2.

3.2.4.1 Structure de base de l'antenne monopole

La figure 3.4 représente la conception et les paramètres de l'antenne avec le logiciel HFSS.

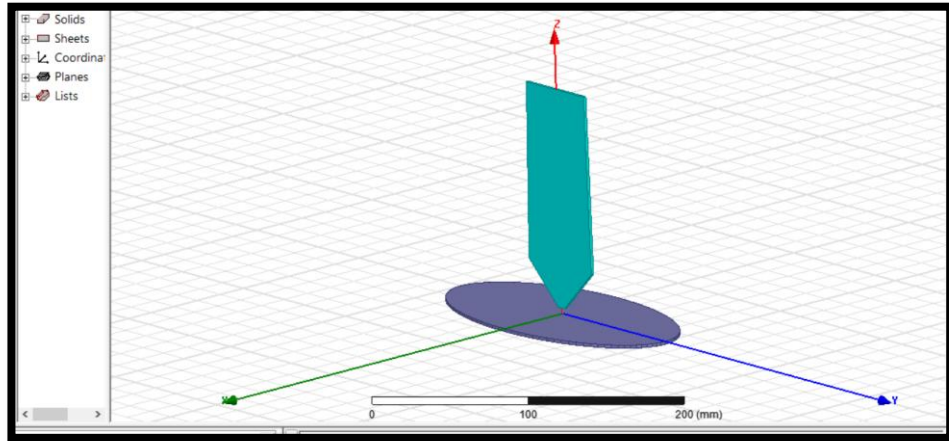


Figure 3.4: Conception de l'antenne à lame sous HFSS.

a) Le coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident. Il permet de caractériser l'adaptation de l'antenne au circuit qui la précède.

La figure 3.5 présente le coefficient de réflexion S_{11} (dB) de l'antenne en fonction de la fréquence dans la bande [0.1 - 2] GHz.

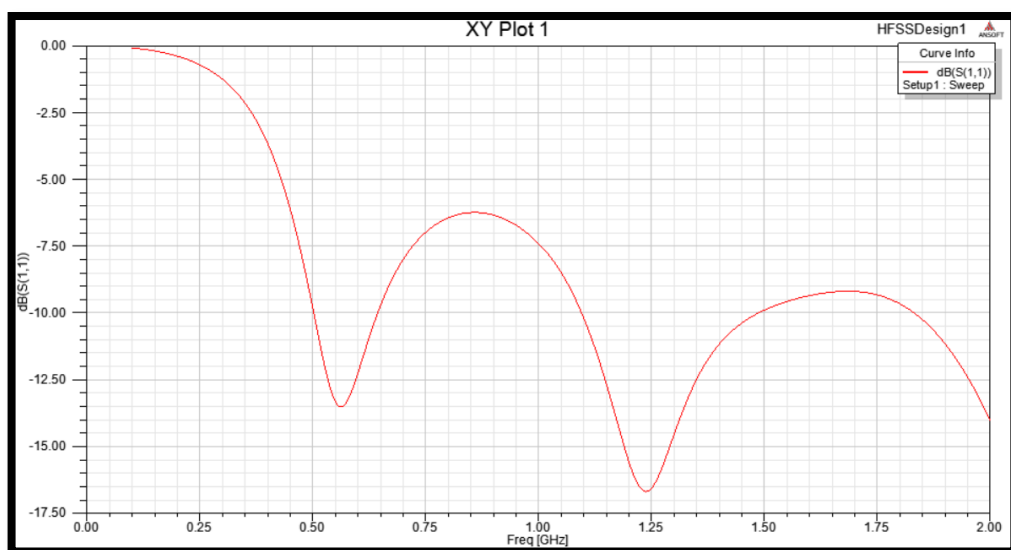


Figure 3.5: Coefficient de réflexion S_{11} .

b) Le taux d'ondes stationnaires

Le taux d'ondes stationnaires traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments. La figure 3.6 montre les valeurs du rapport d'ondes stationnaires calculées en fonction de la fréquence.

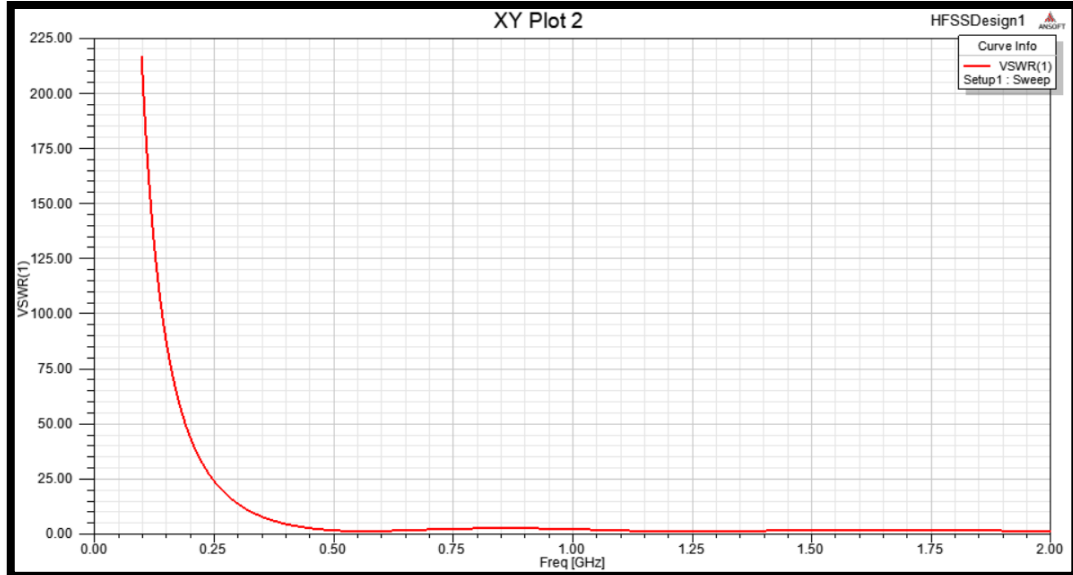


Figure 3.6: Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR).

c) Le diagramme de rayonnement

La figure 3.7 présente le diagramme de rayonnement en 3D :

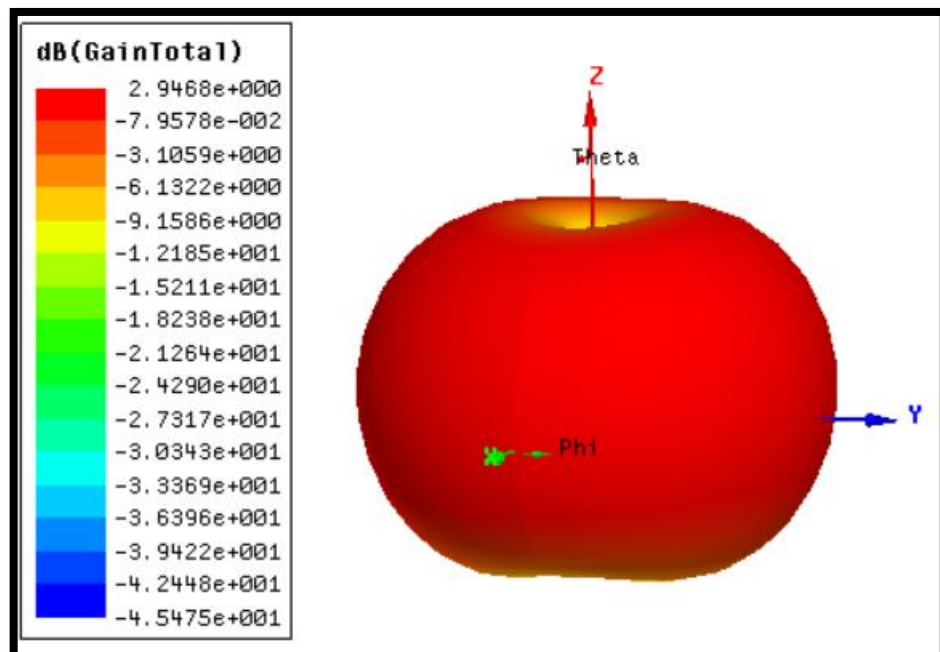


Figure 3.7: Diagrammes de rayonnement en 3D.

❖ Interprétation

D'après les résultats obtenus, on constate que :

L'antenne n'est pas adaptée pour la fréquence de résonance car plus l'antenne est adaptée plus le coefficient de réflexion est faible.

3.2.4.2 Études paramétriques de l'antenne monopole

Pour adapter notre antenne, on a besoin d'étudier l'influence des différents paramètres (W2, W3, H4, H5, Gap) sur l'adaptation de l'antenne.

Une étude sous HFSS sera menée par la suite pour voir l'influence des dimensions des différents paramètres sur les caractéristiques de l'antenne.

L'analyse paramétrique s'est concentrée sur la recherche de la meilleure magnitude du coefficient de réflexion.

Ensuite, il est décrit l'influence des variables du projet, et la recherche des dimensions optimales de l'antenne.

a. L'intervalle de variation de chaque paramètre à étudier (optimisation)

Le tableau 3.2 représente l'intervalle de variation des différents paramètres optimisés :

Paramètre	Symbole	l'intervalle de variation [mm]
La hauteur de trapézoïde	H4	[90-130]
La hauteur de triangle	H5	[5-30]
La base inférieure du trapézoïde	W2	[50-120]
La base supérieure du trapézoïde	W3	[50-100]
La distance entre le plan de masse et le monopole	gap	[3-5]

Tableau 3.2: Intervalles de variation de chaque paramètre de l'antenne monopole.

➤ Remarque

Tous les paramètres sont variés avec un pas de 1mm, sauf le **Gap** est varié avec un pas de 0.5 mm.

3.2.4.3 Influence des différents paramètres sur les caractéristiques de l'antenne (W2, W3, H4, H5, Gap)

Dans cette section, on va voir l'influence des paramètres (W2, W3, H4, H5, gap) séparément dans des intervalles autour de la valeur de base afin d'avoir un meilleur résultat pour le coefficient de réflexion, le gain et le taux d'onde stationnaire (une large bande passante, un pique à la fréquence de résonance 1GHz, et une amplitude de S_{11} inférieure de -27dB).

Les figures ci-dessous représentent la variation de coefficient de réflexion en fonction des paramètres étudiés.

a) L'influence de paramètre W2

Le W2 varie dans l'intervalle de [50mm-120mm], Le tableau 3.3 représente le changement de forme de la structure de l'antenne lorsqu' on varie la valeur de W2.

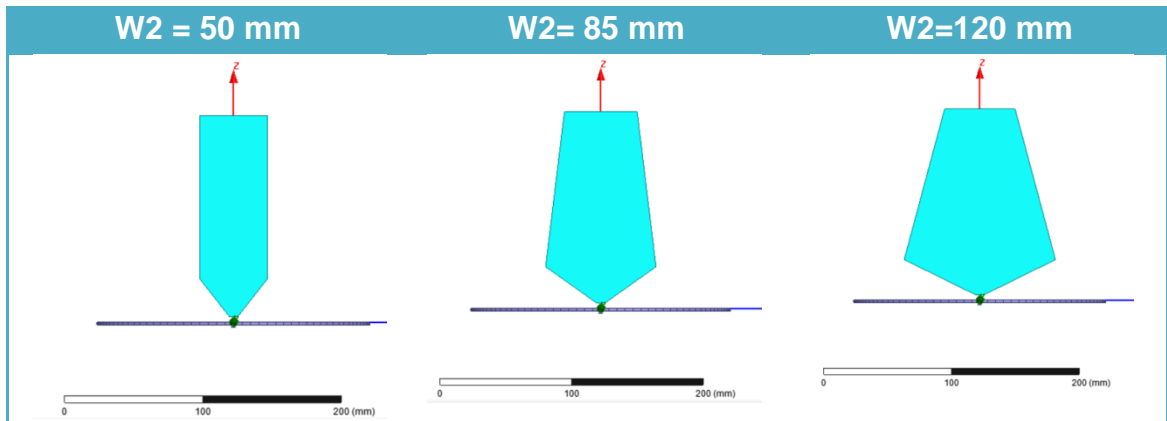


Tableau 3.3: Différentes formes de l'antenne pour différentes valeurs de W2.

D'après le tableau 3.3 on constate que W2 doit être strictement supérieur à W3 pour garder la forme trapézoïdale de l'antenne.

La figure 3.8 présente la variation de S_{11} en fonction de fréquence pour plusieurs valeurs de W2.

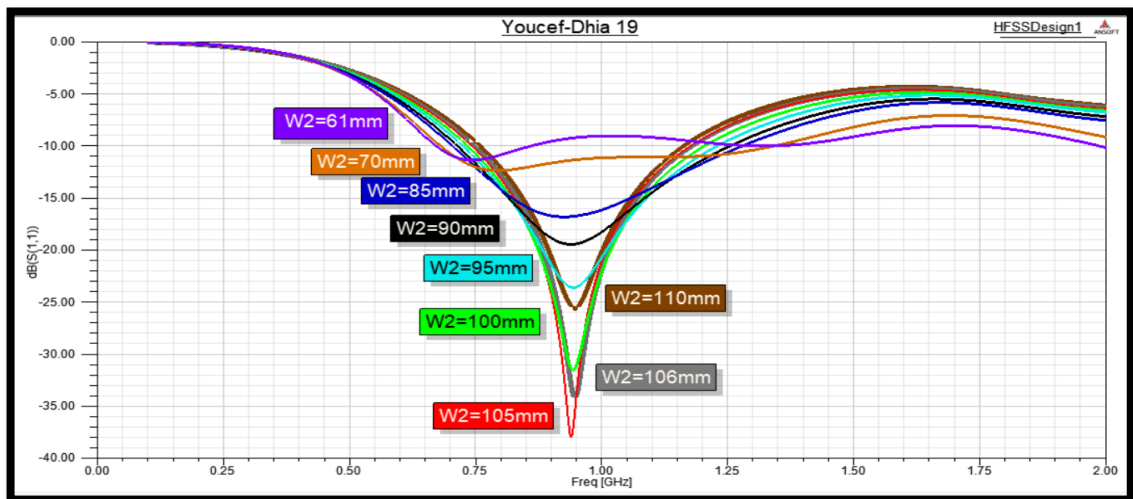


Figure 3.8: Coefficient de réflexion S_{11} pour W2= 61, 70, 85, 90, 95, 100, 105, 106, 110 [mm].

❖ Interprétation

Nous avons partagé notre intervalle en trois pages :

- La plage de [50mm-60mm] : est éliminée pour ne pas déformer notre antenne.
- La plage de [61mm-105mm] : on observe une relation de corrélation directe entre la valeur de $W2$ et l'amplitude de S_{11} donc l'amplitude de S_{11} est proportionnelle à la valeur de $W2$.
- La plage de [106mm-120mm] : il y a une relation inverse entre le S_{11} et la valeur de $W2$ c'est-à-dire l'amplitude de S_{11} est inversement proportionnelle de $W2$ augmente.

b) L'influence de paramètre $W3$

Pour la variation de paramètre $W3$, on a dit précédemment que $W2$ soit strictement supérieur à $W3$ (pour garder la forme trapézoïdale de l'antenne).

Dans ce cas on fixe la valeur de $W2$ à : $W2 = 100\text{mm}$, et on va varier le $W3$ sur l'intervalle [50-100] mm.

Le tableau 3.4 présente le changement de forme de la structure de l'antenne lorsqu'on varie la valeur de $W3$.

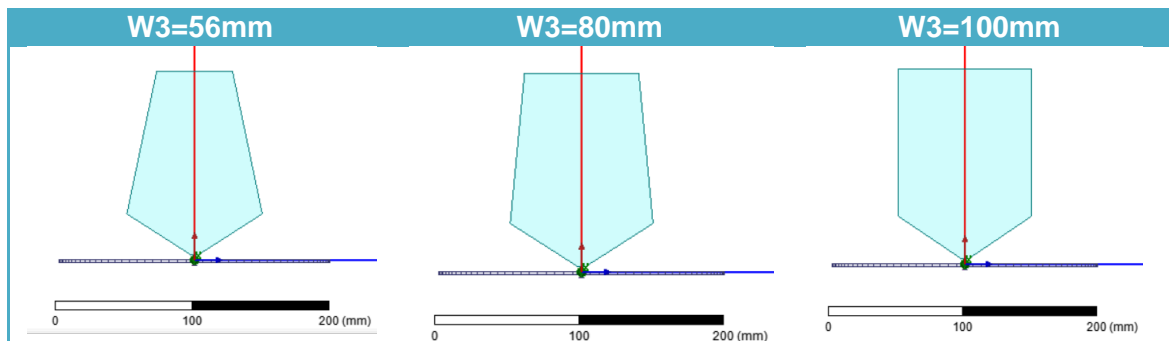


Tableau 3.4: Différentes formes de l'antenne pour différentes valeurs de $W3$.

La figure 3.9 présente la variation de S_{11} en fonction de fréquence pour plusieurs valeurs de $W3$.

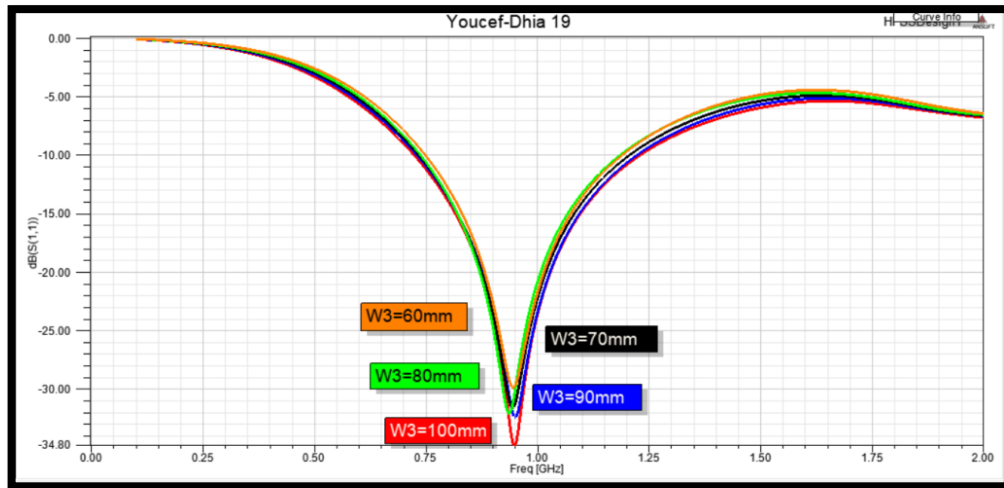


Figure 3.9: Coefficient de réflexion S_{11} pour : $W3=60, 70, 80, 90, 100$ [mm].

❖ Interprétation

- Une augmentation de la valeur de $W3$ provoque une augmentation de l'amplitude du coefficient de réflexion, cette augmentation entraîne un décalage du pique vers la fréquence de résonance.
- La bande passante à une largeur presque identique pour tous les graphes, donc le $W3$ n'influe pas sur la largeur de bande.

c) L'influence de paramètre $H4$

Le tableau 3.5 représente le changement de forme de la structure de l'antenne lorsqu'on varie la valeur de $H4$.

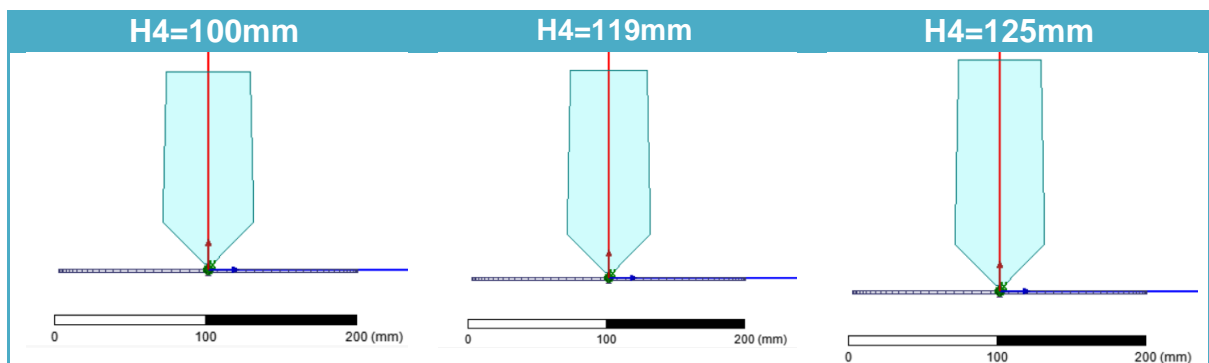


Tableau 3.5: Différentes formes de l'antenne pour différentes valeurs de $H4$.

La figure 3.10 présente la variation de S_{11} en fonction de fréquence pour plusieurs valeurs de $H4$.

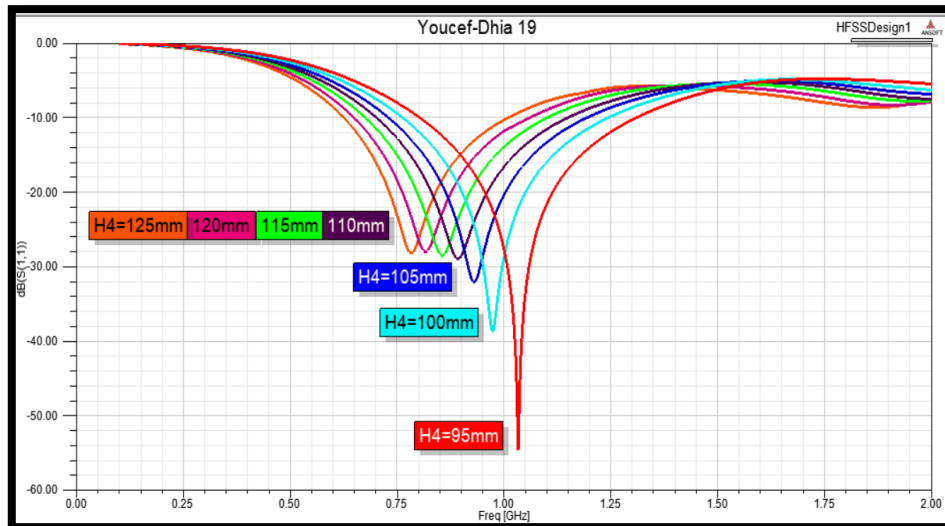


Figure 3.10: Coefficient de réflexion S_{11} pour : $H_4 = 95, 100, 105, 110, 115$ [mm].

❖ Interprétation

- Pour les valeurs $H_4 = 95, 100, 105$ [mm], l'amplitude de S_{11} diminue donc il y a une relation inverse entre le H_4 et l'amplitude de S_{11} c'est-à-dire l'augmentation de H_4 fait une diminution de l'amplitude du coefficient de réflexion, ainsi elle provoque un décalage de pique proche de la fréquence de résonance.
- Pour les valeurs $H_4 = 110, 115, 120, 125$ [mm] l'amplitude de S_{11} est identique mais le pique a décalé loin de la fréquence de résonance.
- La largeur de bande passante est identique pour toutes les valeurs.
Donc la variation de H_4 influe sur l'amplitude de S_{11} et le décalage de pique et pas sur la largeur de bande passante.

d) L'influence de paramètre H_5

Le tableau 3.6 représente le changement de forme de la structure de l'antenne lorsqu'on varie la valeur de H_5 .

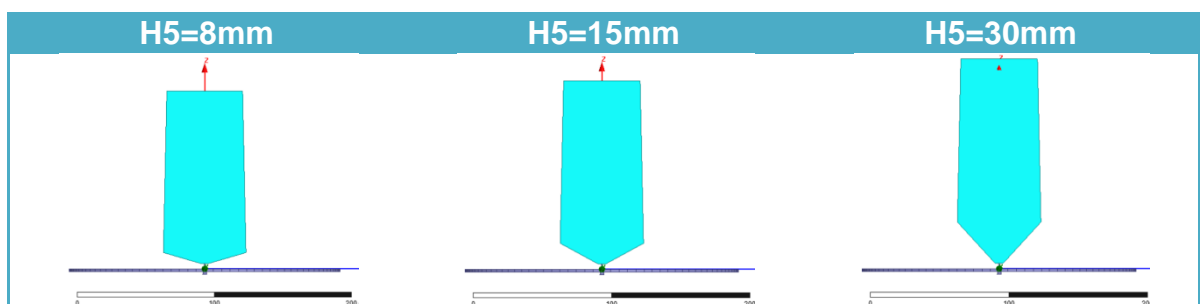


Tableau 3.6: Différentes formes de l'antenne pour différentes valeurs de H_5 .

La figure 3.11 présente la variation de S_{11} en fonction de fréquence pour plusieurs valeurs de H_5 .

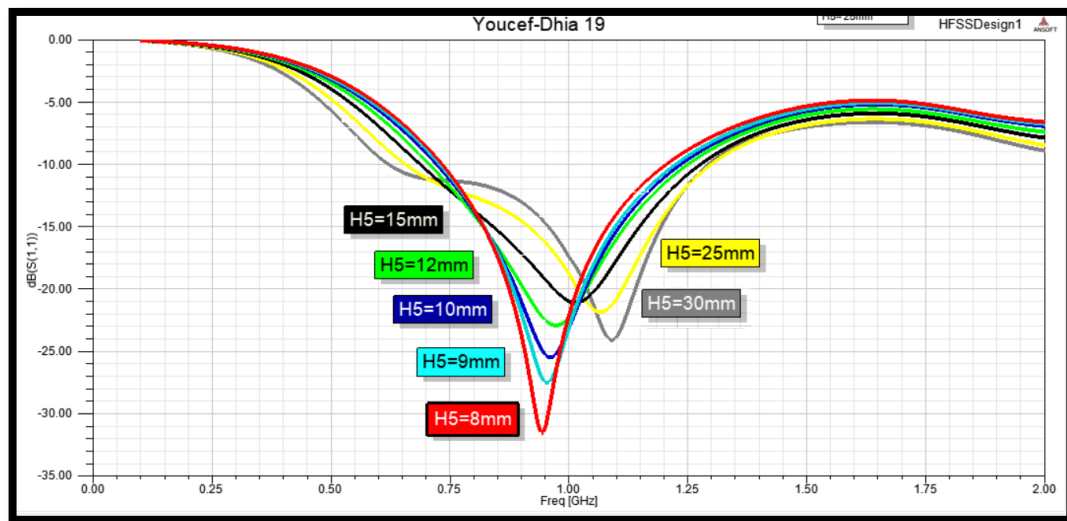


Figure 3.11: Coefficient de réflexion S_{11} pour : $H_5=8, 9, 10, 11, 12$ [mm].

❖ Interprétation

- une diminution de la valeur de H_5 fait une augmentation de l'amplitude de S_{11} .
- plus la valeur de H_5 est grande la bande passante est large $H_5= [8\text{mm} - 20\text{mm}]$.
- A partir de la valeur $H_5=20\text{mm}$ une création d'un autre pique.
Donc la variation de H_5 influe sur l'amplitude de S_{11} et la largeur de bande passante.
On élimine la plage [20mm- 30mm] pour éviter la création du deuxième pique.

e) L'influence de la distance entre le plan de masse et l'antenne (Gap)

La figure 3.12 présente la variation de S_{11} en fonction de fréquence pour plusieurs valeurs de Gap.

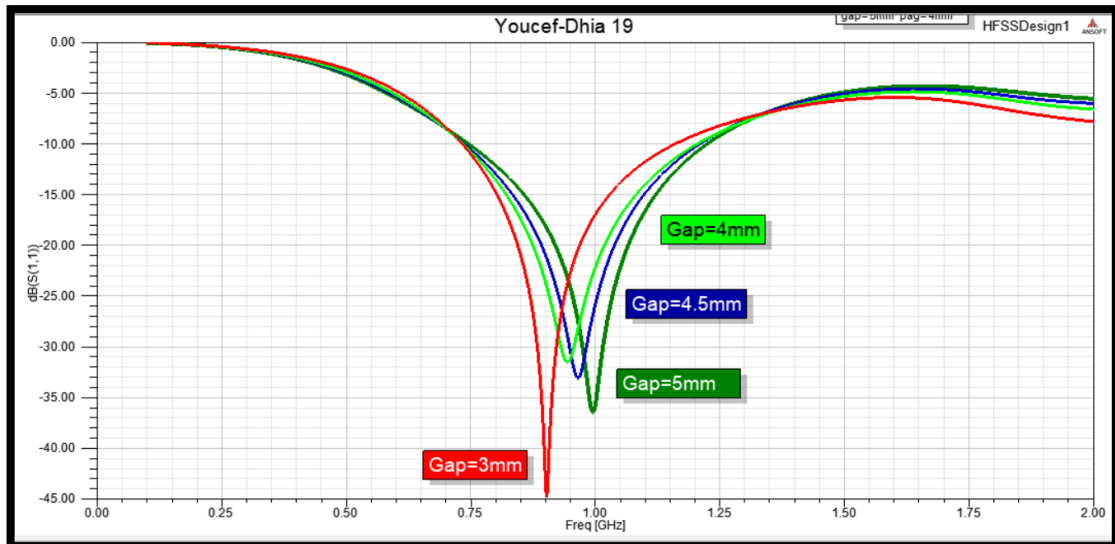


Figure 3.12: Coefficient de réflexion S_{11} pour : Gap=3, 4, 4.5, 5 [mm].

❖ Interprétation

- Une augmentation de la valeur de Gap provoque une augmentation de l'amplitude de S_{11} et un décalage du pique vers la fréquence de résonance.
- Pour la valeur Gap=3mm une bonne adaptation (grande amplitude de S_{11}) mais la bande passante est étroite et le pique est loin de la fréquence de résonance.

Donc la variation de la valeur de Gap influe sur l'amplitude de S_{11} , la largeur de bande passante et le décalage du pique vers la fréquence de résonance.

3.2.4.4 L'influence de tous les paramètres en même temps (W2, W3, H4, H5, Gap)

Dans cette partie on va optimiser tous les paramètres précédents en même temps pour déterminer les meilleures valeurs pour avoir des résultats estimés.

La figure 3.13 présente le changement sur le coefficient de réflexion en (dB) avec la variation des différents paramètres (W2, W3, H3, H4, Gap) en fonction de la fréquence (GHz).

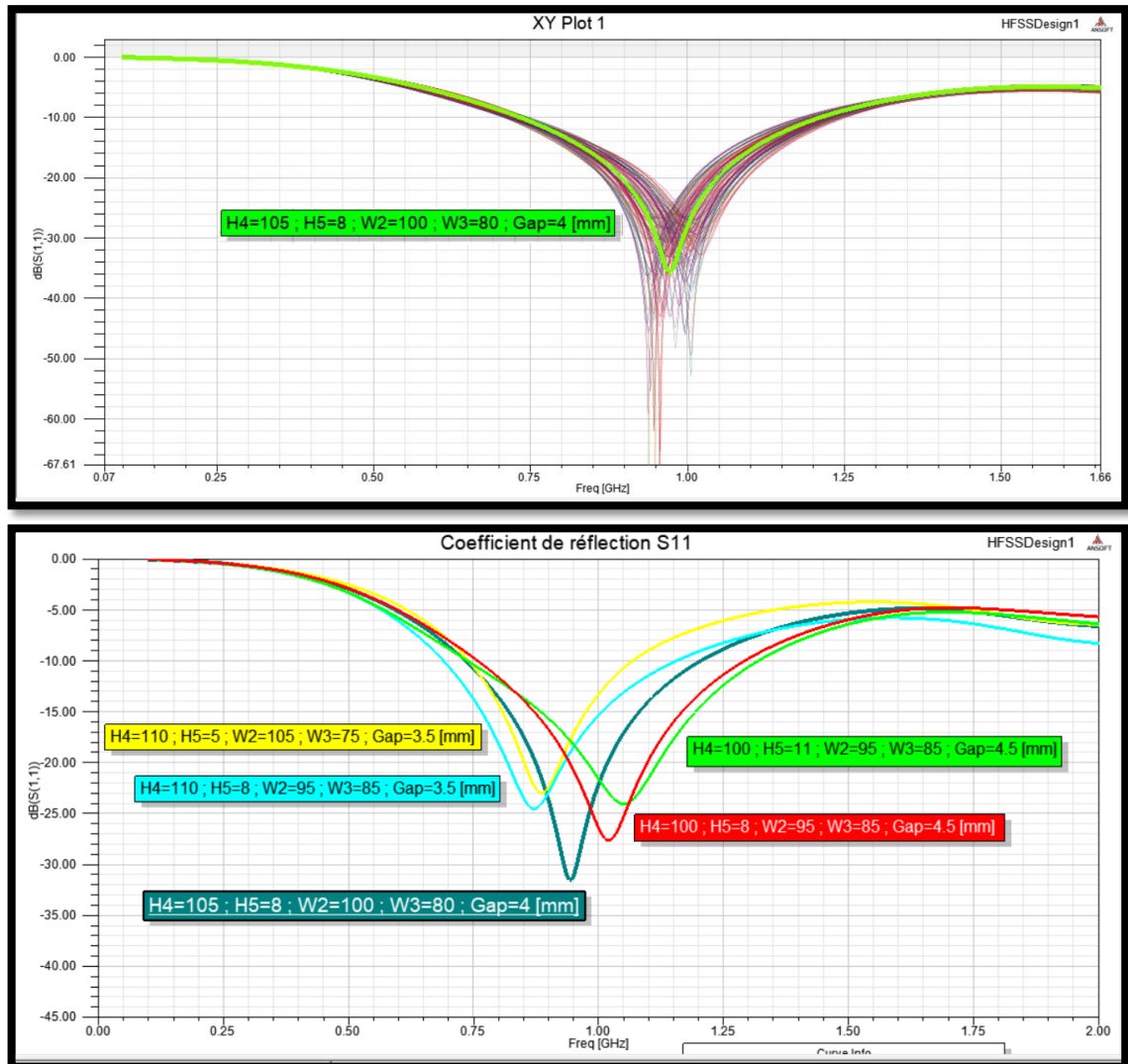


Figure 3.13: Le changement du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de paramètres optimisés.

❖ Interprétation

D'après les graphes ci-dessus, on peut dire que la variation de tous les paramètres à la fois joue un rôle très important pour satisfaire les conditions d'une bonne adaptation (S_{11}) et qui ont une large bande passante, un pique à la fréquence de résonance ou proche d'elle, et une amplitude de S_{11} inférieure à -27dB.

3.2.4.5 Résultat de l'antenne optimisée

D'après les résultats obtenus sur la figure 3.13 on constate que les meilleurs résultats sont pour les paramètres mentionnés dans le tableau 3.7.

Le tableau 3.7 nous montre les valeurs des différents paramètres qui donnent le résultat estimé.

Paramètres	W2	W3	H4	H5	Gap
Valeurs optimisées	100mm	80mm	105mm	8mm	4mm

Tableau 3.7: Dimensions de paramètres de l'antenne optimisée.

La figure 3.14 présente la structure finale de l'antenne en fonction de paramètres W2, W3, H3, H4, Gap.

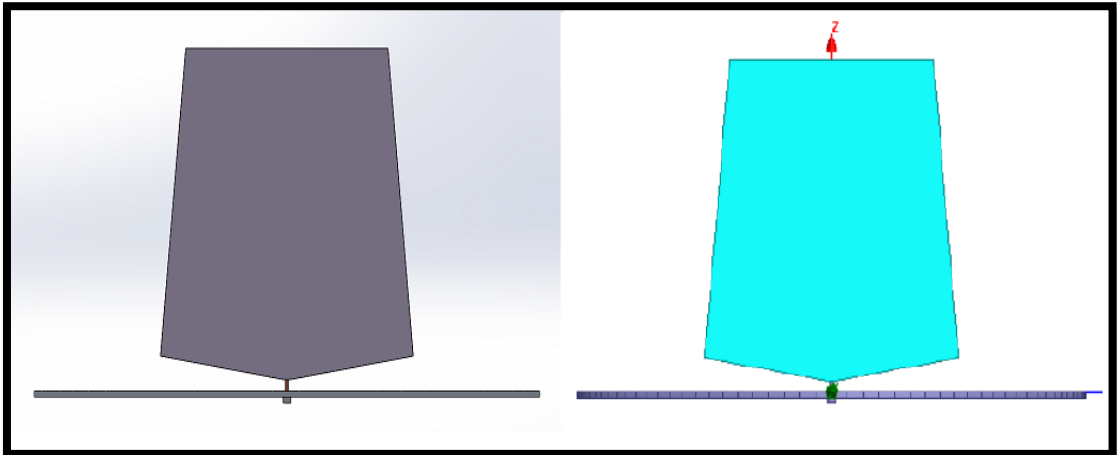


Figure 3.14: Structure finale de l'antenne.

Les Figures 3.15, 3.16, 3.17, 3.18 présentent les résultats estimés pour les valeurs des paramètres optimisés.

a) Coefficient de réflexion S_{11}

La figure 3.15 présente le coefficient de réflexion pour l'antenne monopole optimisée.

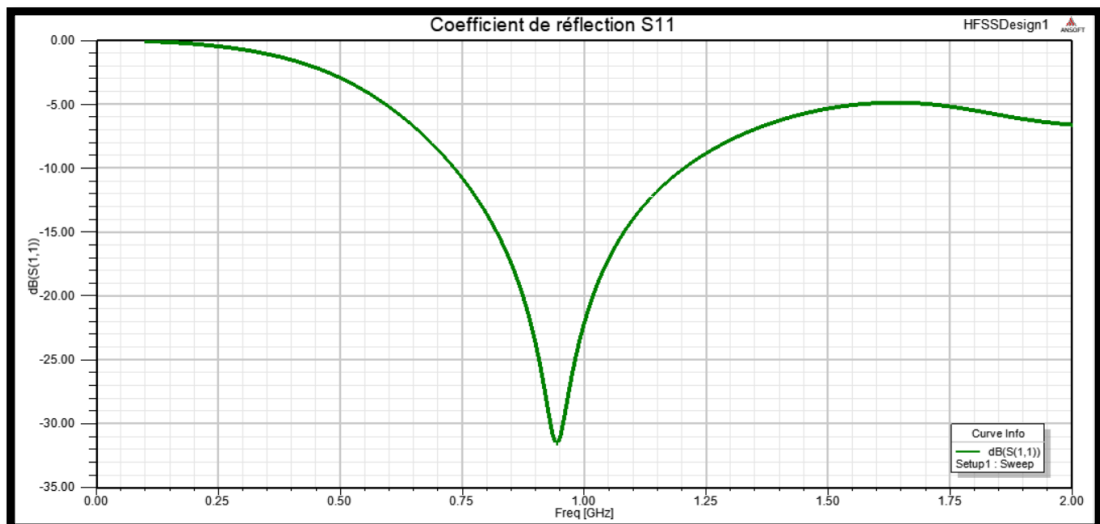


Figure 3.15: Coefficient de réflexion S_{11} .

b) Le taux d'ondes stationnaires

La figure 3.16 présente le Taux d'onde stationnaire pour l'antenne monopole optimisée.

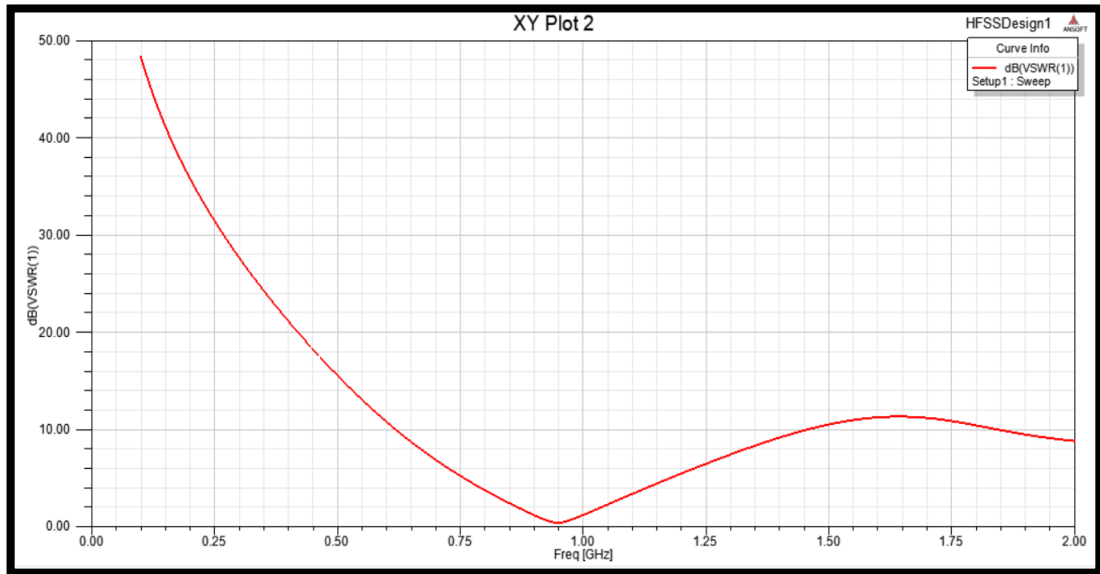


Figure 3.16: Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR).

c) Le diagramme de rayonnement en 3D

La figure 3.17 présente le diagramme de rayonnement en 3D pour l'antenne monopole optimisée.

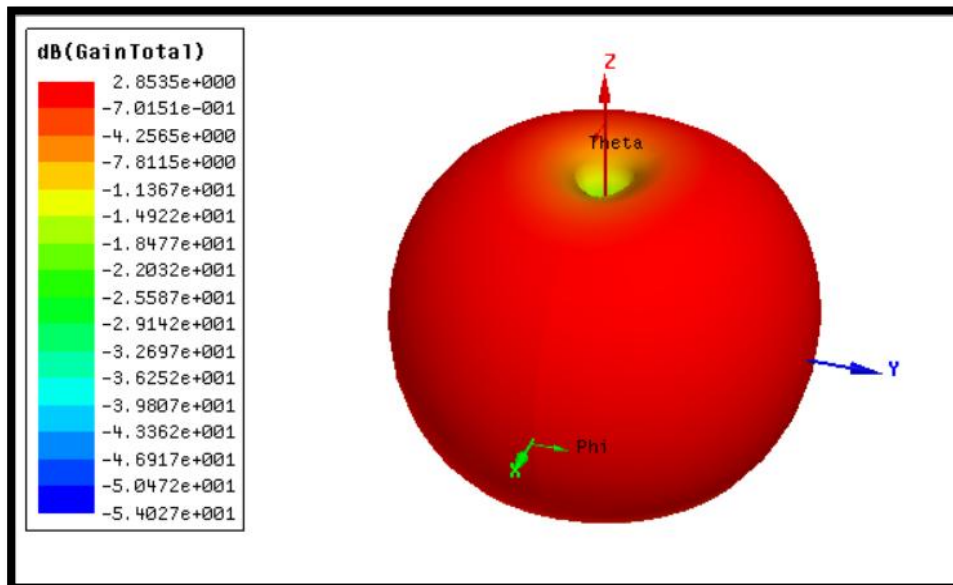


Figure 3.17: Diagrammes de rayonnement en 3D.

d) Le diagramme de rayonnement 2D

La figure 3.18 présente le diagramme de rayonnement en 2D pour l'antenne monopole optimisée.

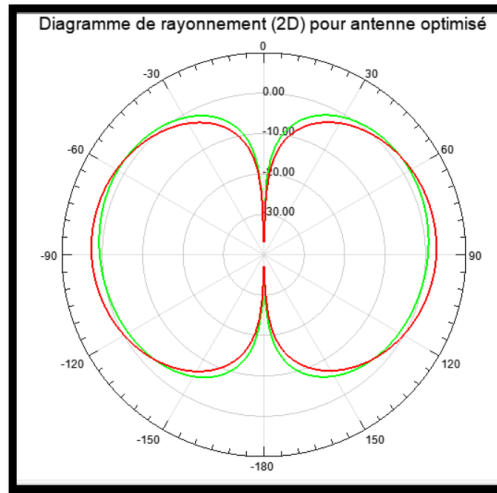


Figure 3.18: Diagramme de rayonnement 2D.

3.2.5 Conception et simulation d'une antenne monopole avec encoches

Comme nous avons expliqué dans le chapitre 2 pour augmenter la bande passante et la distribution de courant électrique nous avons choisi la méthode des encoches.

Donc on a ajouté à l'antenne à lame précédente deux encoches (fentes) comme le montre dans la figure 3.19.

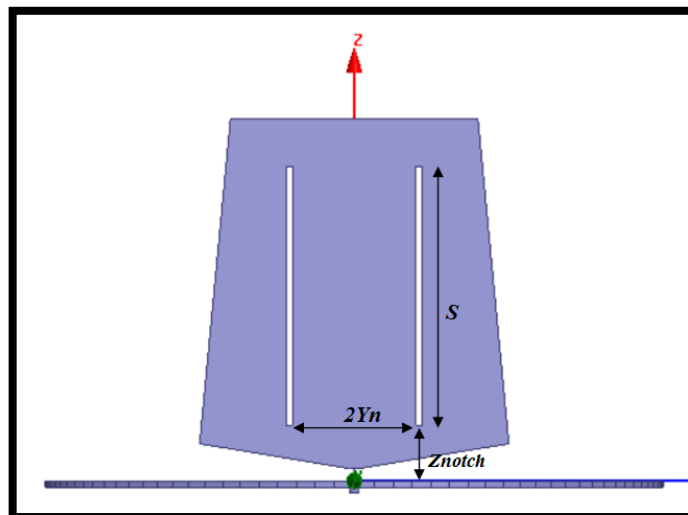


Figure 3.19: Dimensions des encoches et leurs positions sur l'antenne monopole.

3.2.5.1 Etude paramétrique de l'antenne monopole avec encoches

Dans cette section on va étudier l'influence des paramètres (Z_{notch} , Y_n , K , S) dans des intervalles mesuré afin d'avoir des bons résultats.

Le tableau 3.8 représente les différents paramètres mentionnés et leurs intervalles d'étude paramétrique :

Paramètre	Symbole	intervalle d'optimisation [mm]
Distance entre l'encoche et plan de mass	Z_{notch}	[15-50]
Distance entre l'encoche et l'axe Z	Y_n	[0-35]
Facteur réel	S	[4-6]
La longueur de l'encoche	$K=\lambda/S$	[55-80]

Tableau 3.8: Différents paramètres d'encoche et leurs intervalles d'optimisation.

3.2.5.2 Résultat de l'étude paramétrique

Pour la suite de la simulation nous avons choisi un pas de 1 mm pour tous les paramètres.

Le tableau 3.9 présente les différentes positions des encoches sur l'antenne à lame pour différentes valeurs de : Y_n , Z_{notch} et S .

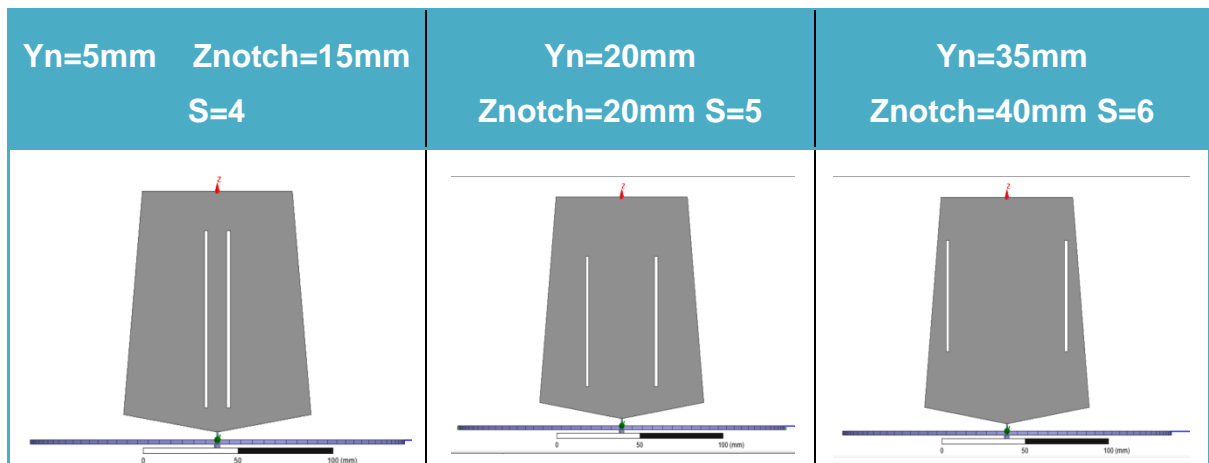


Tableau 3.9: Différentes positions des encoches sur l'antenne à lame pour différentes valeurs de: Y_n , Z_{notch} et S .

La figure 3.20 présente la variation du coefficient de réflexion en (dB), la variation des paramètres (Z_{notch} , Y_n , S) en fonction de la fréquence (GHz).

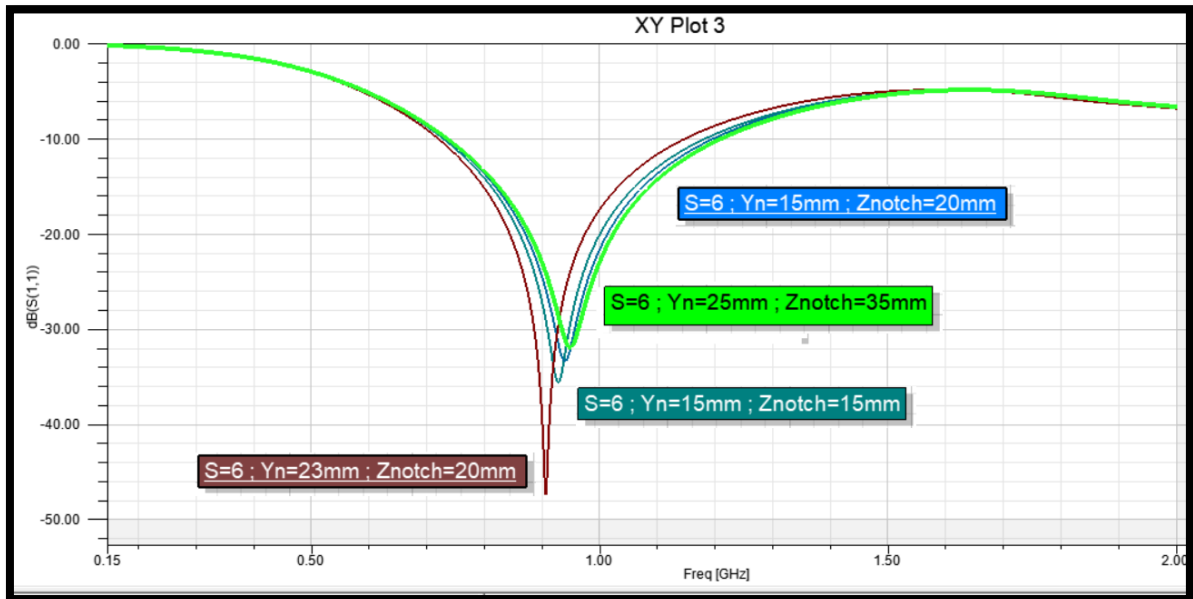


Figure 3.20 : Changement sur le coefficient de réflexion S_{11} pour chaque variation des paramètres (Z_{notch}, Y_n, S).

❖ Interprétation

- Tous les graphes sont bien adaptés (inferieur à -27db et apparition d'un picque proche de la fréquence de résonance de 1GHz.
- La bande passante la plus large est pour les paramètres (Z_{notch}, Y_n, S) mentionnés dans le tableau 3.10.

Le tableau 3.10 présente les valeurs des différents paramètres qui donnent le résultat estimé :

Paramètre	Symbole	Valeur
Distance entre l'encoche et plan de mass	Z_{notch}	35 mm
Distance entre l'encoche et l'axe Z	Y_n	25 mm
Facteur réel	S	6
La longueur de l'encoche	$K = \lambda/S$	55.5 mm

Tableau 3.10: Résultat final des paramètres pour l'antenne monopole avec encoches.

a) Coefficient de réflexion S_{11}

La figure 3.21 présente le coefficient de réflexion pour l'antenne monopole avec encoches optimisée.

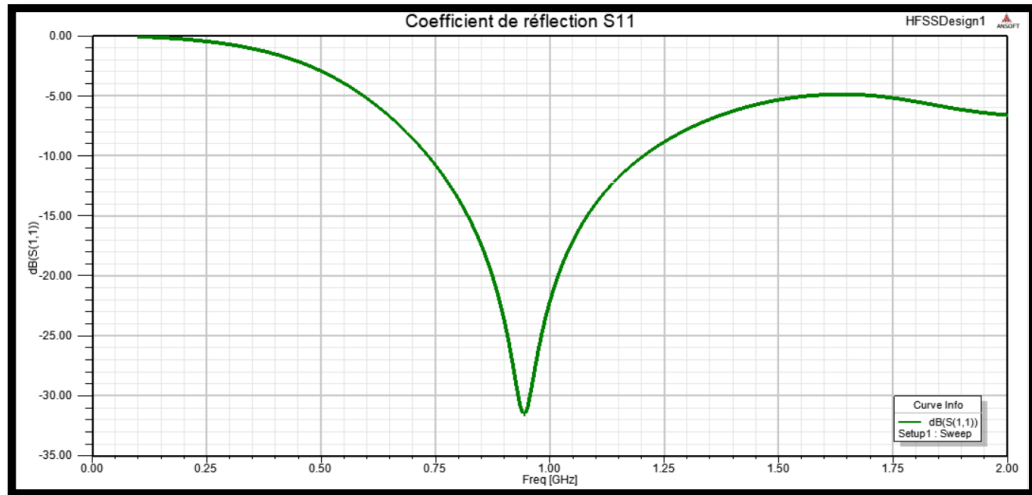


Figure 3.21: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de fréquence.

b) Taux d'onde stationnaire

La figure 3.22 présente le Taux d'onde stationnaire pour l'antenne monopole avec encoches optimisée.

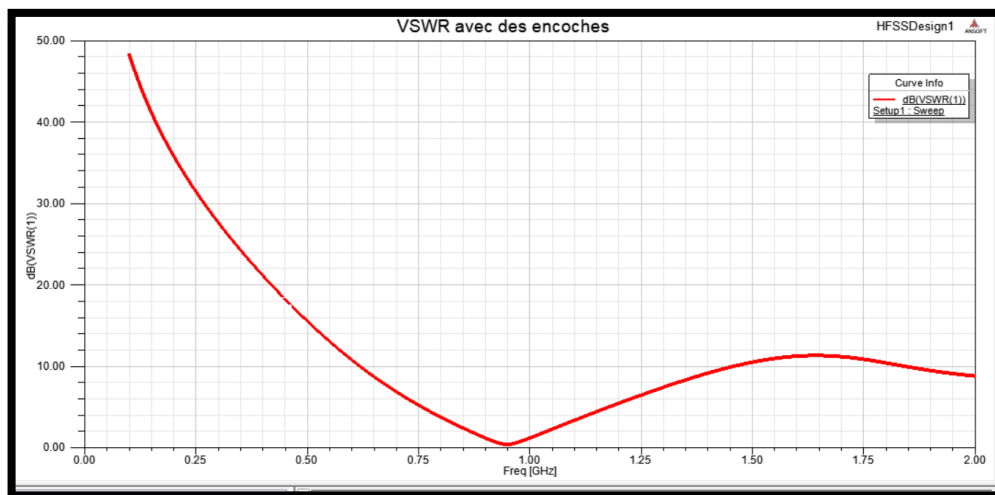


Figure 3.22: Taux d'onde stationnaire en fonction de fréquence.

c) Digramme de rayonnement en 3D

La figure 3.23 présente le digramme de rayonnement en 3D pour l'antenne monopole avec encoches optimisée.

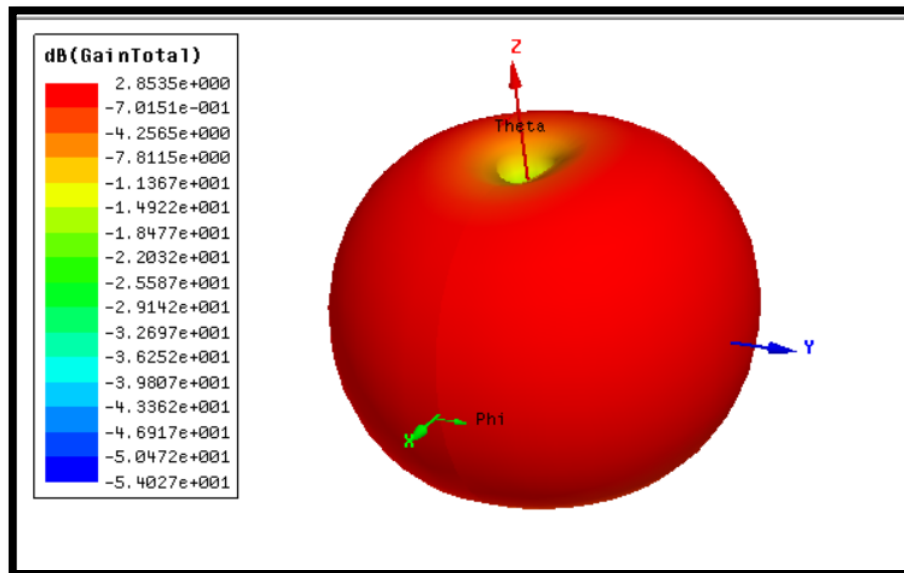


Figure 3.23: Digramme de rayonnement en 3D.

d) Le diagramme de rayonnement 2D

La figure 3.24 présente le digramme de rayonnement en 2D pour l'antenne monopole avec encoches optimisée.

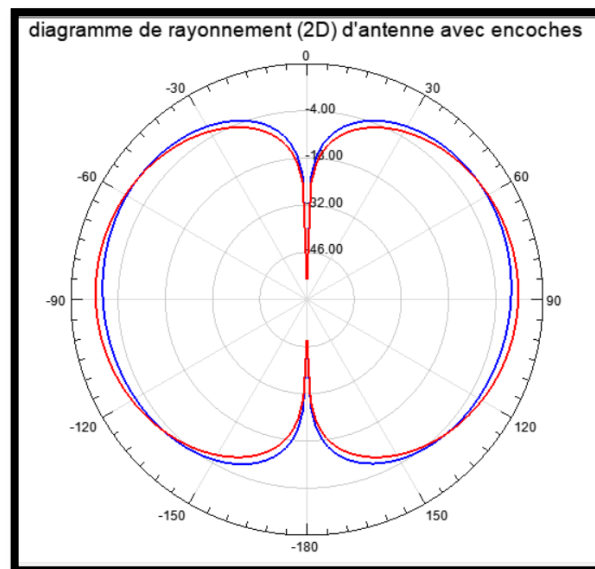


Figure 3.24: Digramme de rayonnement en 2D.

3.2.5.3 La modélisation géométrique (Mesh ou maillage)

Lors de la modélisation d'une cellule élémentaire périodique, le logiciel HFSS va réaliser un maillage adaptatif de la structure. C'est un maillage constitué d'éléments tétraédriques.

Ce maillage peut être automatique ou réglé manuellement par la définition de critères de convergence.

Une fois cette condition de convergence définie, le simulateur va mailler plus ou moins finement la cellule suivant les zones critiques où le champ connaît de fortes variations [30].

La figure 3.25 représente La modélisation géométrique (Mesh ou maillage).

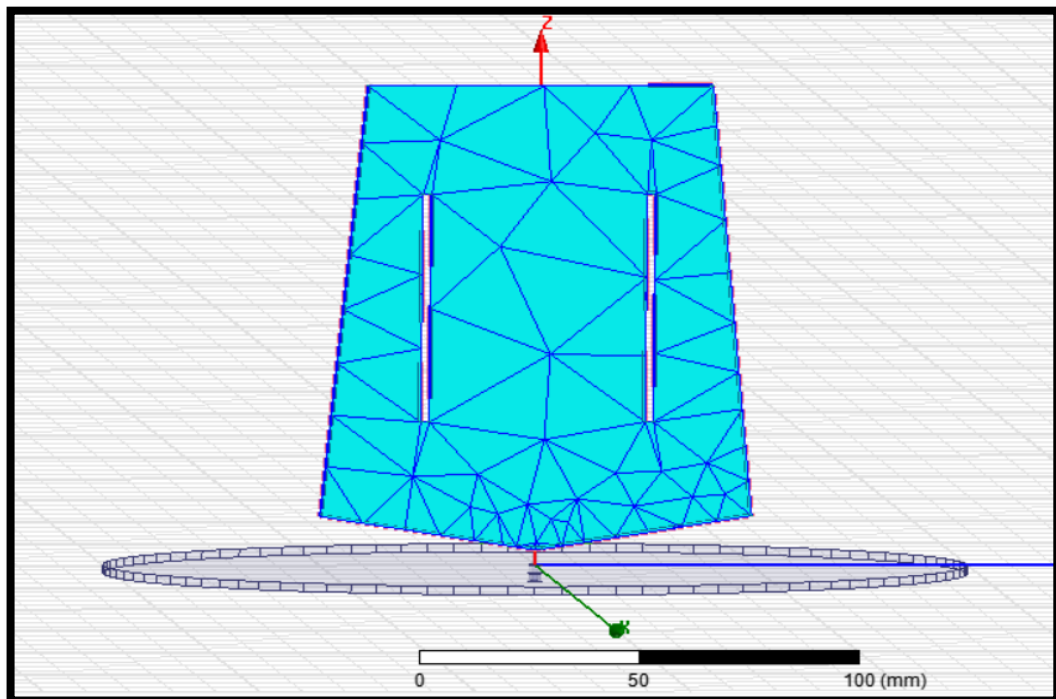


Figure 3.25: Modélisation géométrique (Mesh ou maillage).

3.2.5.4 Le champ électrique

La figure 3.26 présente la distribution du courant électrique \mathbf{J} sur la surface de l'élément rayonnant, présentés est référencé à l'aide d'une échelle de couleur qui permet de repérer les valeurs de l'intensité de courant.

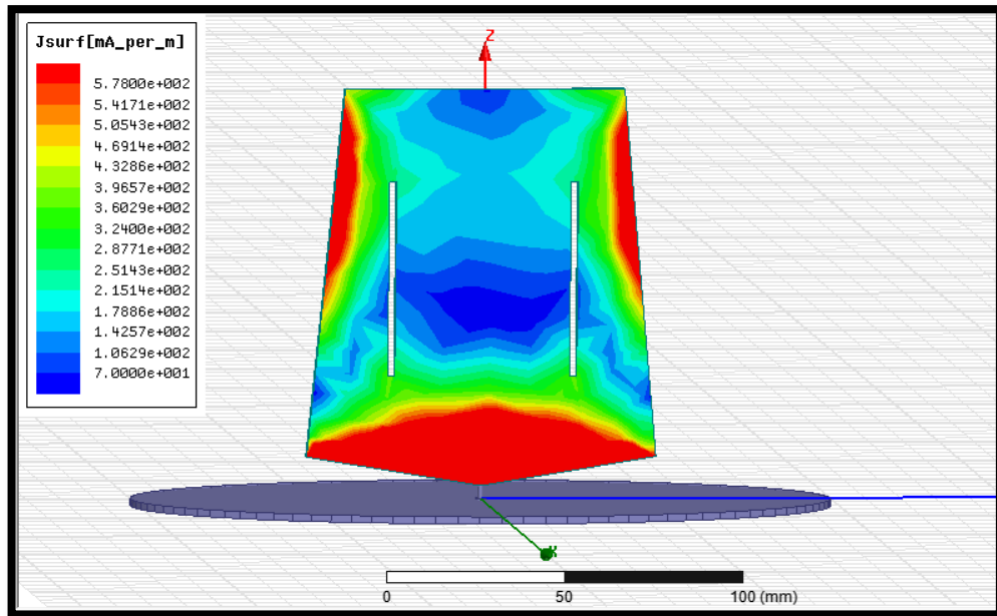


Figure 3.26: Distribution du courant surfacique de l'élément rayonnant.

Il est notable que le courant \mathbf{J} se trouve concentré aux extrémités de l'élément rayonnant et distribué le long des côtés et le long de l'alimentation, ce qui explique le fait que le rayonnement de ce type d'antenne s'effectue principalement par ses bords.

3.2.6 Simulation d'une antenne monopole avec des encoches couvert par un Radôme

3.2.6.1 Définition du Radômes

Un radôme est un « couvercle » destiné à protéger une antenne des effets de son environnement physique sans dégrader ses performances radioélectriques.

L'environnement hostile peut être la pluie, le vent, la neige, la grêle, mais aussi les effets de souffle (radars de systèmes d'armes), les effets de pression (radars de sous-marins).

On trouve des radômes au sol, sur des navires, des avions, etc. Dans ce dernier cas, il doit supporter des contraintes aérodynamiques pour ne pas dégrader les performances de son porteur [31].

Pour notre cas on a utilisé un radome construit avec la matière PLA (Acide Poly lactique) dont sa permittivité est $\epsilon_r = 2.4$, son facteur de perte diélectrique est 0.02.

La figure 3.27 présente l'exemple de la structure de radôme.

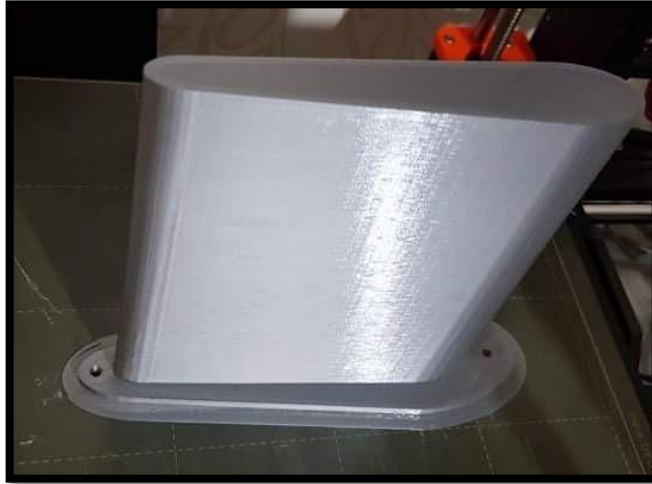


Figure 3.27: L'exemple de la structure de radôme.

Notre antenne lame est une antenne monopole recouverte d'un radôme trapézoïdal comme illustre la figure 3.28.

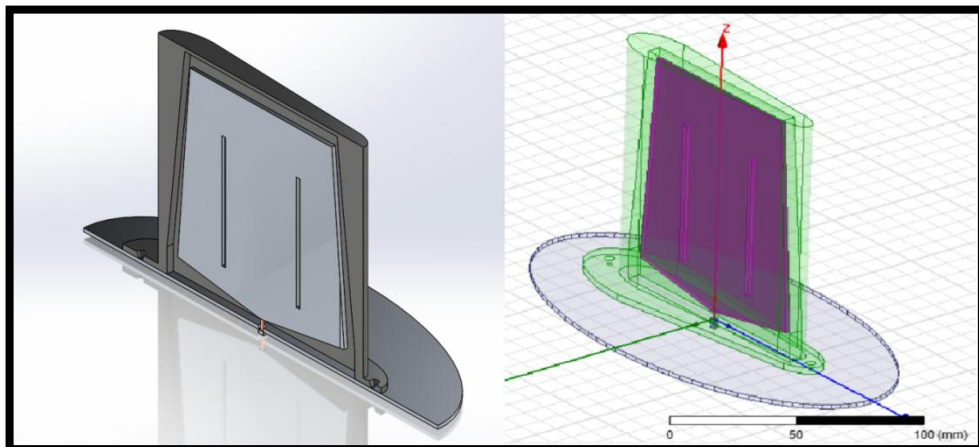


Figure 3.28: L'antenne monopole avec le radôme sur logiciel HFSS.

3.2.6.2 Résultats de simulation de l'antenne monopole avec radôme

a) Le coefficient de réflexion S_{11}

La figure 3.29 présente le coefficient de réflexion S_{11} (dB) de l'antenne couverte avec un radôme en fonction de la fréquence dans la bande [0.1 - 2] GHz.

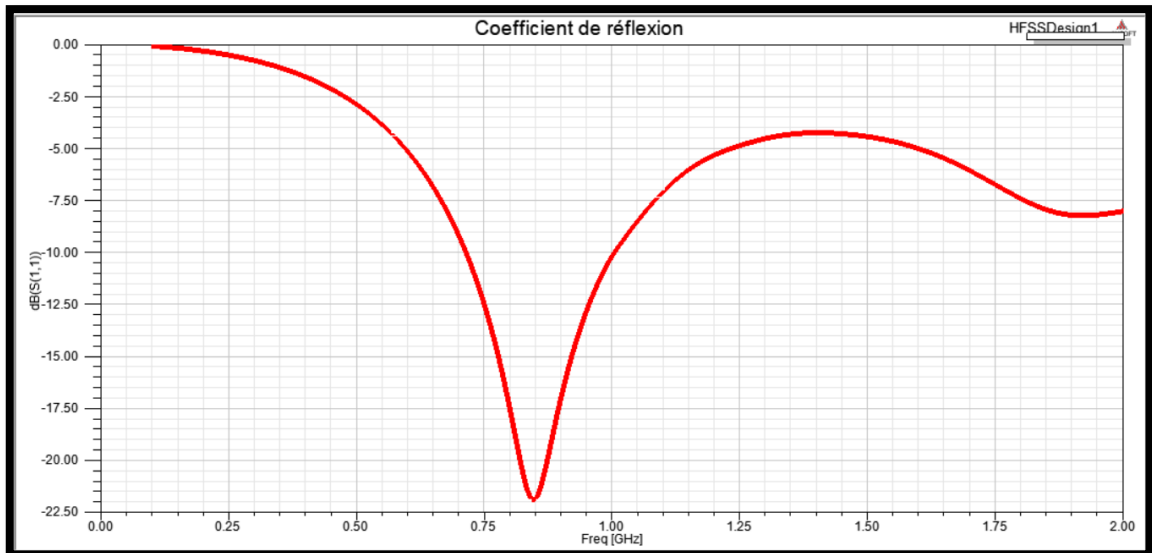


Figure 3.29: Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne couverte par le radome.

b) Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR)

La figure 3.30 montre les valeurs du rapport d'ondes stationnaires calculées en fonction de la fréquence.

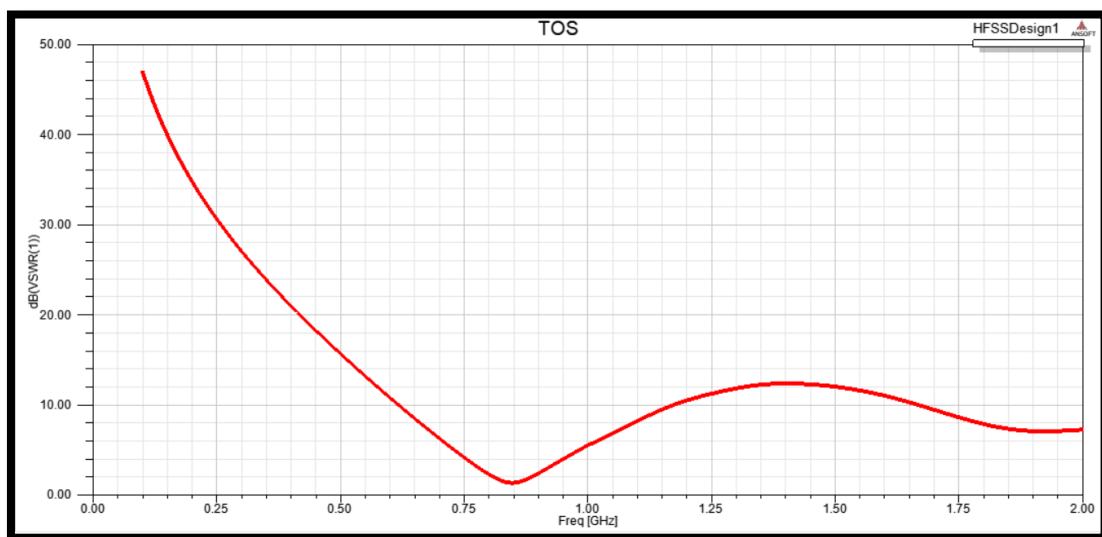


Figure 3.30: Taux d'ondes stationnaires TOS (VSWR).

c) Le diagramme de rayonnement en 3D

La figure 3.31 montre les résultats de simulation du diagramme de rayonnement, de l'antenne dans trois directions 3D.

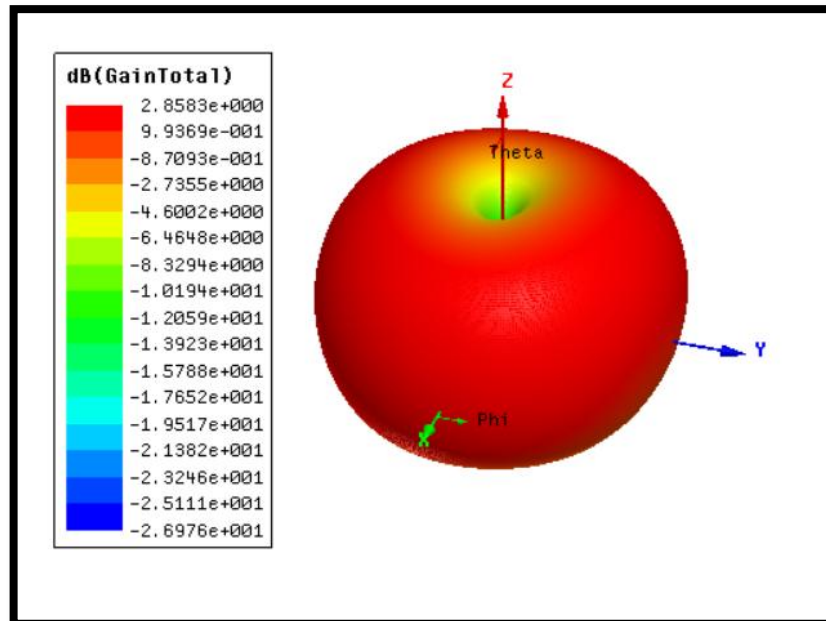


Figure 3.31: Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.

d) Le diagramme de rayonnement 2D

La figure 3.32 montre les résultats de simulation du diagramme de rayonnement, de l'antenne en 2D.

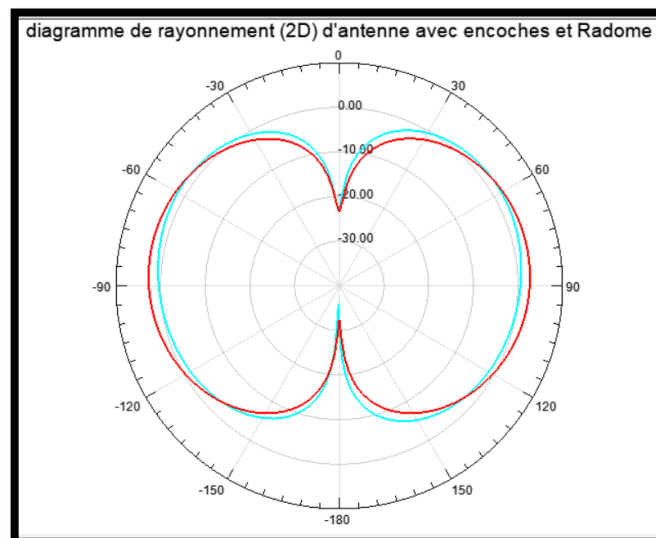


Figure 3.32: Diagrammes de rayonnement en 2D de l'antenne.

❖ Interprétation

- Donc couvrir l'antenne par un radôme nous a permis d'avoir un pique de $S_{11} = -22$ dB à la fréquence 0.85GHz, on remarque aussi que la bande passante à -10 dB est de [0.7GHz – 1 GHz].
- le $VSWR = 1.41$ dB à la fréquence 0.85 GHz et le taux d'onde stationnaire est inférieur à 2 dans la bande de fréquence visée, on pourra dire conclure que l'antenne proposée est bien adaptée.

- une amélioration de gain d'antenne est observée.

Une antenne avec radôme donne alors de meilleurs résultats avec un Gain=2.8583dB.

3.3 Réalisation de l'antenne monopole couverte par le radome

Après avoir optimisé les dimensions de l'antenne, nous passerons à la réalisation. La figure 3.33 représente la réalisation de l'antenne monopole avec son radome et le plan de masse.



Figure 3.33: Conception de l'antenne monopole avec sa radome et plan de masse.

L'antenne monopole couverte par le radome est alimentée par l'alimentation coaxiale comme le montre dans la figure 3.34.



Figure 3.34: Exemple d'un câble coaxial(SMA).

La figure 3.35 présente la fabrication du radome en impression 3D.

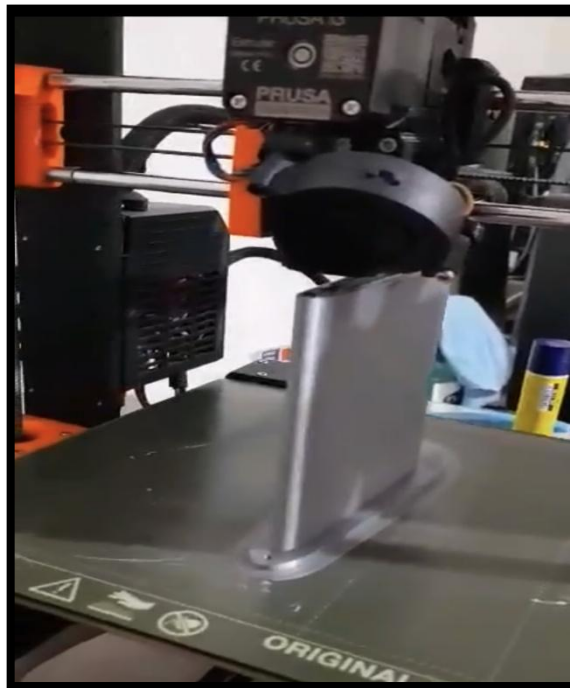


Figure 3.35: L'impression 3D du radome.

3.3.1 Résultats de la réalisation de l'antenne monopole à lame

3.3.1.1 Mesure de coefficient de réflexion S_{11}

Les mesures de coefficient de réflexion ont été réalisées par un analyseur de réseau - ANRITSU microwave network analyzer MS4640B series (10 MHz – 40GHz) .

La connexion avec l'analyseur de réseaux est assurée par un connecteur coaxial SMA.

Avant toute mesure, le calibrage de l'analyseur de réseau doit être effectué pour prendre en compte les erreurs dues aux imperfections des différents composants.

Cette opération permet de corriger les mesures brutes effectuées par l'appareil.

Nous avons utilisé un mode de calibrage de type SOL (Short, Open, Load), qui consiste en la mesure successive du coefficient de réflexion d'éléments étalons dont les coefficients de réflexion théoriques sont connus: un court-circuit, un circuit ouvert, une charge adaptée.

La figure 3.36 présente le dispositif de mesure du coefficient de réflexion.

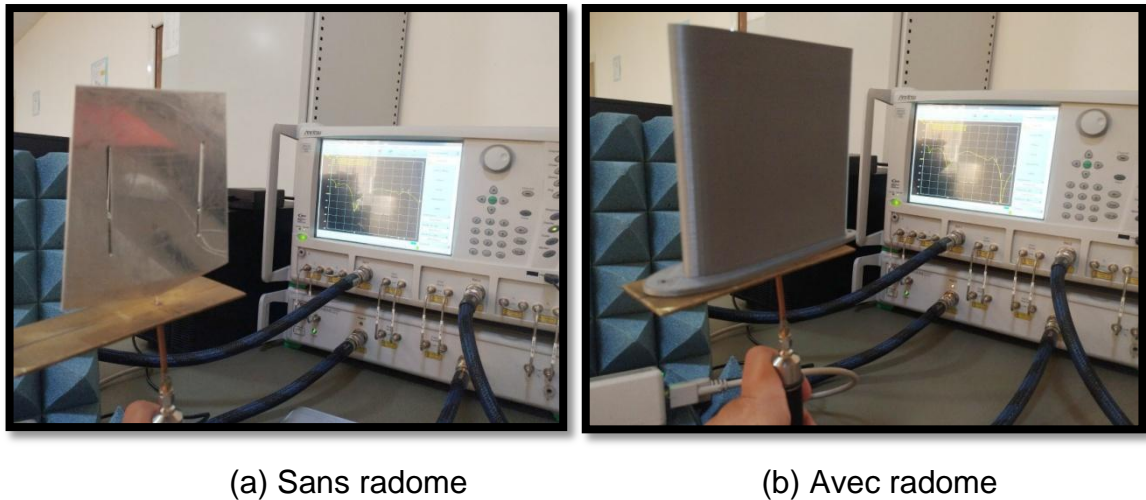


Figure 3.36 : Dispositif de mesure du coefficient de réflexion.
La figure 3.37 présente le coefficient de réflexion S_{11} (dB) de l'antenne à lame sans et avec radome en fonction de la fréquence dans la bande [0.1-2] GHz, simulé et mesuré.

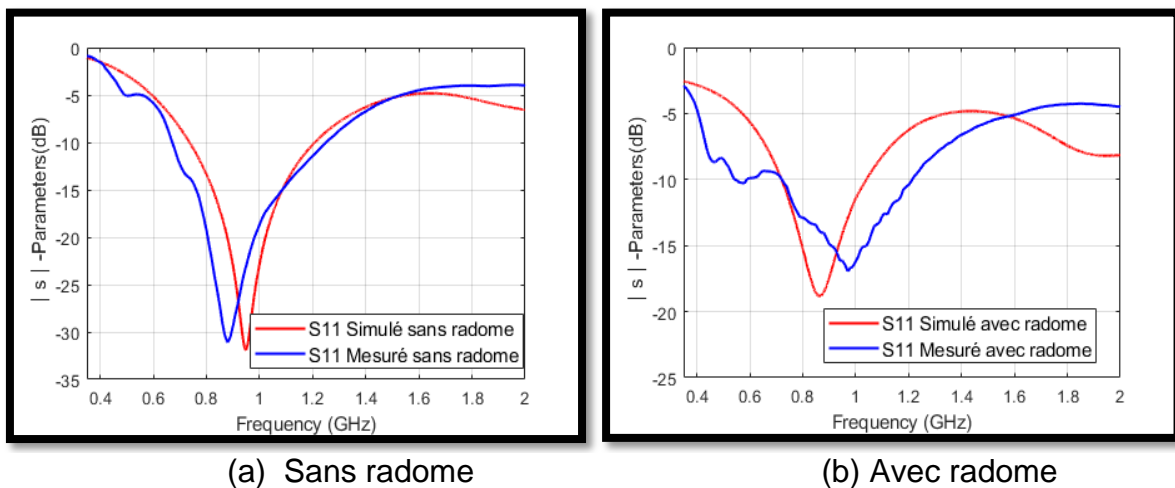


Figure 3.37: Comparaison des résultats de coefficient de réflexion.

Sur les figures 3.37(a) et 3.37(b) sont représentés les résultats de caractérisation d'antenne réalisée en terme de coefficient de réflexion pour les deux cas : avec et sans radome.

Sur ces figures sont aussi représentées les évolutions fréquentielles du coefficient de réflexion obtenues dans l'étape de simulation.

On constate que la bande de fréquence à -10 dB de l'antenne sans radome (a) mesurée est comprise entre [680 – 1250] MHz qui est décalé par rapport l'antenne simulée qui est comprise entre [720 – 1200] MHz, ce décalage est due aux erreurs de réalisation (fixation, soudure ...).

Et pour l'antenne avec radome (b) les résultats de mesures ont donné une bande passante de [720 – 1200] MHz ce qui est plus large que la bande trouvée par simulations [720 – 1040] MHz.

Nous notons pour les deux antennes une bonne adaptation (coefficient de réflexion mesuré autour de la fréquence de résonance 1GHz).

Nous remarquons qu'à la fréquence de résonance, l'adaptation simulée à l'entrée des antennes (inférieure à -30dB pour l'antenne sans radome et environ -20 dB pour l'antenne avec radome) est meilleure que celle obtenue pour les antennes réalisées (environ -30dB pour l'antenne sans radome et environ -15 dB pour l'antenne avec radome).

Toutefois, nous considérons qu'un coefficient de réflexion inférieur à -10dB est suffisant pour assurer une adaptation correcte des antennes.

On note également un décalage fréquentiel du minimum des coefficients de réflexion mesurés (décalage vers les hautes fréquences, environ 85MHz).

Le décalage de la fréquence de résonance entre la mesure et la simulation est lié aux imperfections de réalisation.

3.3.1.2 Mesure du diagramme de rayonnement

Les mesures du diagramme de rayonnement sont faites dans une salle anéchoïde au niveau de l'université des Sciences et Technologie / HOUARI BOUMEDIENE de Bab Ezzouar, comme les montre sur la figure 3.38.



Figure3.38: Salle anéchoïde.

a) Chambre anéchoïde ou anéchoïque

Une chambre anéchoïque est une salle d'expérimentation dont les murs et le plafond sont totalement absorbants aux ondes électromagnétiques, donc ne provoquent aucun écho venant perturber les mesures.

Elle est utilisée pour simuler les conditions de vide.

b) Applications des chambres anéchoïdes

- Expériences et mesures sans perturbations externes ;
- Mesures et tests des systèmes et des protocoles de télécommunications ;
- Caractérisation des antennes en espace libre (gain avant, rapport avant/arrière, diagramme de rayonnement, bande passante, etc.) peuvent être effectuées en chambre anéchoïque à l'abri des parasites et de l'influence du sol et autres obstacles ;
- Mesures de compatibilité électromagnétique : mesurer les perturbations électromagnétiques par rayonnement, d'appareils électroniques pour vérifier les niveaux de champ électromagnétique émis par tous les matériels fonctionnant avec de l'électricité.

c) Les mesures

Pour effectuer les mesures on a besoin de :

- Analyseur de spectre RF/MW ;
- Générateur de signaux RF/MW ;
- Table tournante.

La mesure se fait en suivant la chaîne représentée dans la figure 3.39 et l'antenne d'émission est de type logarithmique périodique, fonctionnant dans la bande [20 MHz – 6 GHz] avec gain de 8 dB (voir figure 3.40).

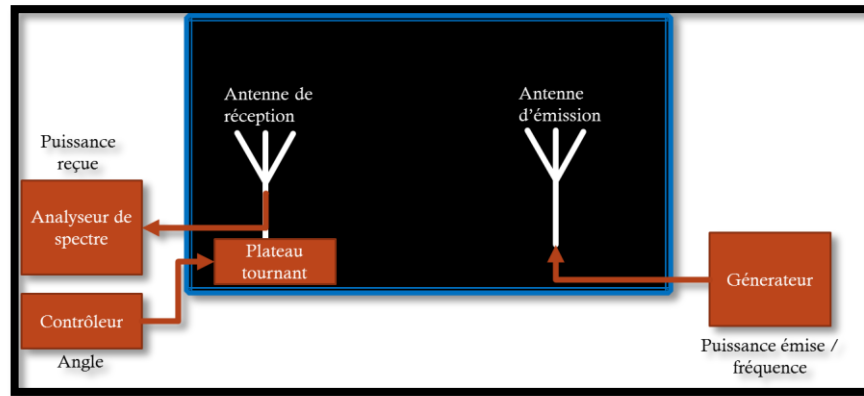


Figure3.39: Chaîne de mesure.

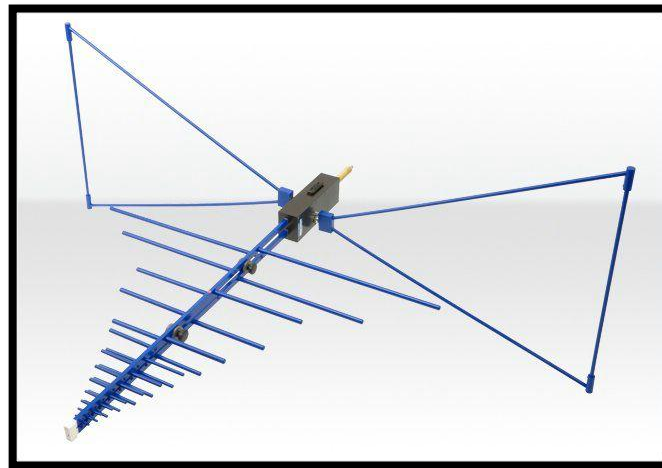


Figure3.40: Antenne d'émission.

Après avoir installé l'antenne de l'épreuve dans la chambre, on visualise le niveau du signal reçu pour chaque angle et on trace le diagramme de rayonnement pour le plan H.

La comparaison entre les résultats de mesure et simulation est donnée dans la figure 3.42, on observe une similitude entre les deux graphes donc les résultats de mesure conforme bien aux résultats trouvés par les simulations.

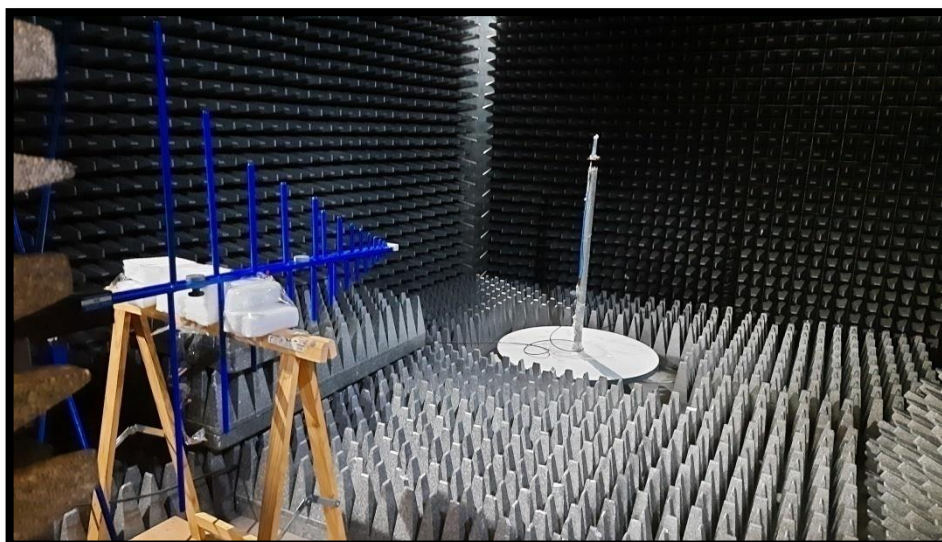
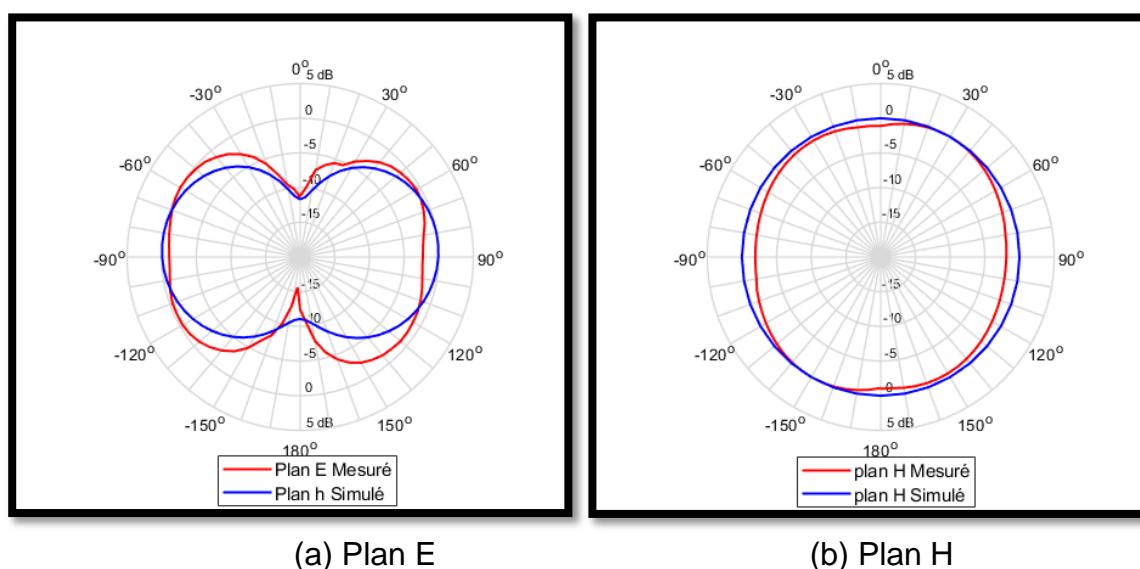


Figure 3.41: Antenne installée dans la chambre anéchoïde.



(a) Plan E

(b) Plan H

Figure 3.42: Comparaison des résultats du diagramme de rayonnement.

La figure 3.41 et 3.42 présente respectivement le banc expérimentale et les résultats de mesures du diagramme de rayonnement dans la chambre anéchoïde en 2D associé par les résultats de simulations pour le plan E et le plan H.

Premièrement, le plan E il est de forme de 8 pour les mesures et simulations, et deuxièmement, le plan H est de forme omnidirectionnel soit les mesures ou simulations. De manière générale, la forme des diagrammes de rayonnement n'est pas affectée par l'association de radome. Les écarts entre la simulation et la mesure peuvent s'expliquer par la précision de la modélisation, les

incertitudes liées à la réalisation (technique de réalisation, déformations observées sur la surface du monopole) et les conditions associées au plan de masse (considéré comme conducteur parfait). Donc on peut conclure que les résultats de mesures sont conformes aux résultats de la simulation qui indiquent que le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel et répondent aux exigences du système DME.

3.4 Conclusion

Bien qu'elles présentent des géométries simples, les antennes monopoles exigent des études approfondies théoriques et numériques pour la conception d'antennes performantes.

Une étude paramétrique a été menée pour comprendre les effets des divers paramètres afin de les d'optimiser et d'aboutir à une structure finale efficace. Dans ce chapitre, une étude numérique a été présentée. Le logiciel HFSS nous a permis de simuler les performances de l'antenne.

Les caractéristiques obtenues pour l'antenne proposée (Bande passante, diagramme de rayonnement et le coefficient de réflexion) confirment son aptitude dans des systèmes de communication ultra large bande. Nous pouvons dire que les résultats de simulation de l'antenne monopole à lame avec et sans radome sont proches des résultats mesurés.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Les travaux de recherche académique et industrielle sur les technologies ultra large bande ont connu un essor notable ces dernières années. Cette technologie de radiocommunication est perçue comme étant l'avenir des communications sans fil à très haut débit pour les applications grand public. Compte tenu du besoin des antennes ultra large bande dans les systèmes de radiocommunications mobiles, ce mémoire a été consacré à la conception, la simulation et la réalisation d'une antenne monopole trapézoïdale avec encoche et un radome ultra large bande.

Le logiciel de simulation d'antennes HFSS basé sur la méthode des moments a été utilisé dans le cadre de ce travail.

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

L'objectif essentiel de ce travail était l'étude paramétrique des dimensions d'une antenne trapézoïdale avec encoche et radome dans la bande de fréquence $[0,1 - 2]$ GHz, pour pouvoir faire réaliser cette antenne monopole à ultra large bande.

Afin d'atteindre nos objectifs, nous avons effectué dans un premier temps une revue de la théorie des antennes monopoles pour avoir une meilleure compréhension des phénomènes.

De nombreuses simulations effectuées avec le logiciel HFSS nous ont permis de nous rapprocher du meilleur cas réel. Le comportement de notre antenne a été analysé par simulation en fonction de chaque paramètre de conception.

Après avoir les paramètres optimisés qui satisfont nos conditions on a réalisé notre antenne monopole à lame avec encoches et radome avec ces résultats et fait une comparaison entre les résultats simulés et réalisés.

Références

Webographie

[1]https://www.sia.aviation.civile.gouv.fr/aip/enligne/PDF_AIPparSSection/IAC/AVP/1/1213_AVP-1.1.pdf

[2]http://www.ivao.fr/dep/instruction/Manuels/lpack-FR_V2/pdf/INST_NDB.pdf

[3]http://www.ivao.fr/dep/instruction/Manuels/lpack-FR_V2/pdf/INST_DME.pdf

[4]http://www.vatfrance.org/documents/pilotes/temp/Approche_ILS.pdf

Bibliographie

[5] A. Hafiane, "Etude du couplage d'antenne imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique". Thèse de doctorat, Université de Marne la Vallée (France), 10 mars 2003.

[6] D. T. Emerson, "The gain of the axial-mode helix antenna," *Antenna Compendium*, 4, 64-68, 1995.

[7] A.C.W. Lu, K. M. Chua, L. L. Wai, S. C. K. Wong, J. J. Wang, Y. P. Zhang, "Integrated antenna module for broadband wireless applications", 6th Electronics Packaging Technology Conference, 2004. EPTC 2004, Page(s): 240 – 243

[8] J. L. Wong, H. E. King, "Empirical helix antenna design", *Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 20, 366-369, May 1982.

[9] *Antenna Engineering Handbook*. Ed. Richard C. Johnson. Ed. Henry Jasik. 3rd ed. New York: McGraw-Hill 1993. ISBN 0-07-032381-X

[10] Silver, H. Ward (N0AX), éd. (2011). *The ARRL Antenna Book* (22 éd.). Newington, CT: Ligue américaine de relais radio. ISBN 978-0-87259-680-1.

[11] Emmanuelle Conil, ' Propagation électromagnétique en milieu complexe: du champ proche au champ lointain. Physics. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2005. France.

[12] N-Zavala, Tecnolo, Simon R. Saunders, «Antennas and propagation for wireless communication systems »>,<

[13] **soltane samia** . 'étude et caractérisation d'antennes imprimées pour système ULB ' mémoire de magister .le 17/11/2015. université mohamed khadir –biskra

[14] MARIE DEVULDER étude et faisabilité d'un système ULB en gamme millimétrique en technologie silicium avancée 11/12/2008

- [15] Guillaume Clementi. "Conception et caractérisation fréquentielle et temporelle d'antennes réseaux planaires a très Large Bande Passante". Thèse de Doctorat. 23 novembre 2011. Université de Nice - SophiaAntipolis.
- [16] Kebbab Radhwane." Conception d'antennes Ultra Large Bande en technologie imprimée". Mémoire de Magister,2010. Université Abou Bakr Belkaid-Tlemcen.
- [17] Trong duc nguyen. "Conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive". Thèse de Doctorat. 24/10/2012. L'université de Grenoble
- [18] Ziani Kerarti Djalal. "Étude et conception d'antennes ultra large bande ".Mémoire de Magister.2011. Université Abou Bakr Belkaid-Tlemcen
- [19] X. Qing, Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, "UWB characteristics of disc cone antenna", IEEE international Workshop on antenna technology, pp. 91-100, March 2005.
- [20] G. H. Brown, O. M. Woodward, "Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas", RCA review, pp425-452, Dec.1952
- [21] C.A Balanis, "Antenna Theory analysis and design", Second Edition, Chapter 2, Wiley.
- [22] Aladdin Kabalan. Miniaturisation et modélisation d'antennes monopoles larges bandes utilisant des matériaux magnéto-diélectriques en bande VHF. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université Rennes 1, 2019. Français. ffNNT : 2019REN1S041ff. fftel-02409935.
- [23]Pr.G.Dubostet Dr.S.Zisler."Antennes à large bande théorie et applications".Edition MASSON Paris New York Barcelone Milan 1976. Page 225.
- [24] Low-profile Ultra-Wideband Blade Monopole Antenna Reza Shamsaee Malfajani School of Electrical and Computer Engineering Tarbiat Modares University Tehran, Iran r.shamsaee@modares.ac.ir.

- [25] C. Sairam, T. Khumanthem, S. Ahirwar, and S. Singh, "Broadband blade antenna for airborne applications," in Annual IEEE India Conference: Engineering Sustainable Solutions, 2011, pp. 1–4.
- [26] B. A. Arand, R. Shamsaee, and B. Yektakhah, "Design and fabrication of a broadband blade monopole antenna operating in 30 MHz-600 MHz frequency band," in 21st Iranian Conference on Electrical Engineering, ICEE, 2013, pp. 1–3.
- [27] H. K. Ryu, K. S. Lee, Y. J. Park, J. M. Woo, and H. J. Ham, "Low-profile inverted-L aircraft antenna with one folding using ground edge current," *Electron. Lett.*, vol. 50, no. 17, pp. 1188–1190, 2014.
- [28] R. W. P. King, "The Theory of Linear Antennas," Harvard Univ. Press, p. 184, 1956.
- [29] Mr kebab redhwane "conception d'antenne ULB en technologie imprimée" "thèse de magister de télécommunication", Université Abou baker Belkaid – tlemcen 2010.
- [30] HAMMOUCHE.M-NEHAOUA.M:« Conception d'antennes monopole large bande pour les systèmes de navigation et communication aérienne », Mémoire master, Université Saad Dahlab Blida, spécialité CNS/ATM ,2020.
- [31] **Joseph Roger** : « antennes », Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications – Ancien responsable du Service Antennes des Radars de surface à THOMSON-CSF Techniques de l'Ingénieur, traité électronique, télécom paris.1998.