POLYPUBLIE

Nouvelles antennes à profil bas multi-standards pour application aéronautique

Simon Wittevrongel

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

Date	2020
Type	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis Mémoire de maîtrise/Master's thesis
URL de PolyPublie PolyPublie URL	https://publications.polymtl.ca/5356/
Conditions d'utilisation Terms of use	© Tous droits réservés / All rights reserved
Référence Citation	Wittevrongel, S. (2020). Nouvelles antennes à profil bas multi-standards pour application aéronautique [Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/5356/

Détails de la thèse
Thesis details

Directeurs de recherche Advisors	Jean-Jacques Laurin
Programme Program	génie électrique

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal
https://publications.polymtl.ca

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
affiliée à l'Université de Montréal

Nouvelles antennes à profil bas multi-standards pour application aéronautique

SIMON WITTEVRONGEL
Département de Génie Électrique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
Génie Aérospatial

Août 2020

© Simon Wittevrongel, 2020.

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

Nouvelles antennes à profil bas multi-standards pour application aéronautique

présenté par **Simon WITTEVRONGEL**
en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Jean-François FRIGON, président
Jean-Jacques LAURIN, membre et directeur de recherche
Ke WU, membre

DÉDICACE

À cette année 2020 inédite,
qui marquera nos mémoires et notre histoire . . .

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer toute ma reconnaissance à mon directeur de recherche Mr Jean-Jacques Laurin, PhD et professeur en Génie Électrique à l'École Polytechnique de Montréal, qui par sa disponibilité, sa bienveillance et son appui technique m'a permis d'effectuer ma maîtrise dans les meilleures conditions et ce, même pendant la période du Covid19. Je le remercie d'avoir pris le temps de relire et de corriger rigoureusement ce mémoire.

J'exprime également toute ma reconnaissance à l'équipe technique du Laboratoire Poly-Grames. Je remercie Mr Traian Antonescu et Mr Steve Dubé pour la réalisation de mes prototypes d'antennes. Je remercie aussi, Mr Maxime Thibault qui s'est libéré de ses vacances personnelles pour pouvoir effectuer mes mesures d'antennes. Un grand merci, à Mr Jean-Sébastien Décarie responsable du service informatique qui a résolu mes problèmes de connexions à distance lors du confinement.

De plus je remercie Mr René Landry professeur directeur du laboratoire Lassena de l'ETS et directeur du projet de recherche associé à ce mémoire pour son enthousiasme et son organisation de réunions avec toute l'équipe du projet.

J'adresse mes remerciements à Mme Nathalie Raveu directrice du département EEA de mon école d'ingénieur INP ENSEEIHT en France pour avoir appuyé ma candidature à ce double diplôme à l'École Polytechnique de Montréal.

Enfin, je remercie chaleureusement ma famille qui m'a soutenu et encouragé tout au long de cette aventure Canadienne.

Une pensée pour les autres intervenants qui ont contribué au bon déroulement de ma maîtrise comme Mr Jules Gauthier et Mme Nathalie Lévesque, un grand merci.

RÉSUMÉ

En avionique les antennes sont utilisées pour effectuer l'interface entre le milieu extérieur et les systèmes de Radio-Navigation et Communication installés à bord de l'aéronef. Ces antennes, installées à la surface du fuselage de l'avion, sont opérationnelles pour des fréquences allant de 0.19 MHz à 40 GHz. L'antenne de référence en avionique est l'antenne lame dite 'blade' en anglais. Il s'agit le plus souvent d'un monopôle de longueur $\lambda/4$ (λ la longueur d'onde) à polarisation verticale encapsulé dans un radôme en forme de lame fixé sur le fuselage de l'avion. La taille de cette antenne est inversement proportionnelle à sa fréquence. Pour les nombreux systèmes basses fréquences opérant dans les bandes VHF et L cette taille devient importante, ce qui est problématique pour l'avion autant au sol qu'en vol. Au sol, l'antenne à la surface du fuselage peut être endommagée lors des opérations de maintenances. En vol, ceci engendre de la traînée aérodynamique et donc une augmentation de la consommation de carburant. Malgré ces défauts d'ordre matériel, les performances de cette antenne blade (notamment en termes de gain et diagramme de rayonnement omnidirectionnel) demeurent les standards fixés par la RTCA que doivent respecter toutes nouvelles antennes installées sur un avion.

Dans les enjeux écologiques du XXIe siècle, le nouveau défit des avionneurs est de concevoir l'avion écologique de demain. Des recherches sont menées pour tenter de diminuer le poids et améliorer l'aérodynamisme des aéronefs. Pour allier ces deux axes de recherche, le développement d'architectures compactes multi-systèmes/multi-standards est élaborée. Par exemple, l'utilisation de Radio logiciels SDR (*software defined radio*) permet de diminuer le nombre de câbles et le nombre de boîtes avions. Le SDR couplé à une antenne multi-standards à profil bas permet de diminuer la traînée de l'avion et le nombre d'antennes en surface. Les antennes multi-standards à profil bas fonctionnant avec un SDR pour les systèmes DME, TCAS, ADS-B et ILS Glideslope seront le sujet de ce mémoire.

Une première antenne patch circulaire à profil bas large bande à polarisation verticale fonctionnant en bande L sera présentée. Cette dernière est multi-standards, elle fonctionne pour le système de mesure de distance DME, le système d'alerte de trafic et d'évitement de collision TCAS et le système de surveillance coopératif ADS-B. La conception de cette antenne fut réalisée en respectant les normes de la RTCA (DO-189, DO-144, DO-260) des différents systèmes cités précédemment. La hauteur électrique est de $\lambda/30$, ce qui représente une diminution de plus de 80% par rapport aux antennes actuellement commercialisées. L'utilisation d'une cavité résonante et d'une alimentation par couplage capacitif a permis d'obtenir

une large bande passante d'environ 30%. Le diagramme de rayonnement est comparable à celui d'un monopôle quart d'onde. L'antenne possède de plus une structure permettant son installation sur le fuselage d'un avion. Cette antenne a été fabriquée et testée. On retrouve un accord entre les mesures et les simulations, un léger décalage au niveau du coefficient de réflexion dû au processus de fabrication est observable. Pour rencontrer les performances en terme de gain à l'horizon ($\theta = 90°$) requis par les standards du DME, la différence ΔG du gain d'une antenne monopôle $\lambda/4$ et du gain de l'antenne placées au centre d'un plan de masse circulaire conducteur de 1.2 mètre de diamètre (4λ) doit environ être nulle. Or, nous avons ΔG en moyenne égale à 2.3 dB. Les performances en terme de gain à l'horizon pour le système DME ne sont donc pas respectées.

Pour améliorer le gain à l'horizon, une modification de l'antenne précédente basée sur le concept des boucles de courant magnétiques est entrepris. Cette modification permet de proposer un deuxième modèle d'antenne à polarisation verticale fonctionnant en bande L et à profil bas. Cette antenne est aussi multi-standards, elle fonctionne pour le DME, le TCAS et l'ADS-B et a été conçue en respectant les normes associées. L'utilisation du concept de boucles de courant magnétique à permis d'améliorer le gain de l'antenne précédente tout en gardant une hauteur à profil bas de $\lambda/30$ et une bande passante de 25%. L'antenne fabriquée a été mise à l'échelle à la fréquence de 4.52 GHz pour pouvoir mesurer le gain dans le système Satimo comme requis par les standards en utilisant un plan de masse conducteur circulaire de diamètre 4λ. Le paramètre S_{11} de l'antenne fabriquée est différent de la simulation, la fréquence de résonance basse a diminué de 170 MHz (i.e 5%) et l'adaptation a baissé. Cette différence est due à une erreur de fabrication sur la position des vias, cette hypothèse fut validée en simulation. Un circuit passif permettant d'adapter l'antenne fabriquée sur la bande de fréquence du DME sans en modifier sa structure a été proposé, mais non fabriqué. Le diagramme de rayonnement de l'antenne mesurée sur un plan de masse conducteur circulaire de diamètre 4λ est de type monopôle dans les plans élévation et azimut. L'antenne fabriquée n'étant pas adaptée nous comparons son gain IEEE au gain IEEE d'un monopôle $\lambda/4$ fabriqué résonnant à 4.52 GHz et placé verticalement au centre du même plan de masse. La différence ΔG entre le gain du monopôle et le gain de l'antenne dans la bande du DME à l'horizon ($\theta = 90°$) est en moyenne égale à 0.55 dB. On retrouve un très bon accord avec la simulation où ΔG est de 0.53 dB. Ainsi la conception de l'antenne EMLA a permis d'améliorer de 50% (1.77 dB) la valeur de ΔG par comparaison au chapitre précédent. Les performances en terme de gain requis par les standards du DME sont donc quasi atteints.

Une troisième antenne à profil bas à polarisation horizontale fonctionnant en bande VHF a été proposée. Cette antenne fonctionne pour le système avionique d'aide à l'atterrissage ILS Glideslope et respecte la norme de la RTCA associée (DO-192). Une antenne à polarisation

horizontale placée parallèlement au-dessus d'un plan réflecteur supposé parfaitement électriquement conducteur (fuselage dans le cas de l'avion) rayonne efficacement dans le champ lointain seulement si elle est placée à une distance de $\lambda/4$ du réflecteur. Pour des fréquences VHF de l'ordre de 300 MHz ceci revient à placer l'antenne à une hauteur de 25 cm du fuselage ce qui ne correspond pas à une géométrie à profil bas. Pour pallier à cela, il convient de changer la propriété du milieu en utilisant un plan réflecteur conducteur magnétique artificiel (CMA). L'antenne présentée fonctionne en bande VHF et consiste donc en la combinaison d'un dipôle planaire alimenté avec un balun en J placé parallèlement à une distance de $\lambda/50$ au-dessus d'un CMA constitué d'un double niveau d'EBG (*Electromagnetic band gap*) avec vias de type champignon. Grâce à l'utilisation d'un CMA, il a été possible de rendre l'antenne à profil bas ($\lambda/20$) tout en ayant une composante du champ électrique horizontale non nulle dans le champ lointain.

ABSTRACT

In avionics, the antennas provide the interface between the outside world and the aircraft systems such as Radio-Navigation and Communication systems. These antennas are mounted on the aircraft fuselage and are working for frequencies from 0.19 MHz to 40 GHz. The most common antenna used in avionics is the Blade antenna. Most of the time, this Blade is composed of a vertically polarized quarter-wave monopole encapsulated in a composite radome. It looks like a shark fin located on the upper and bottom of the fuselage. The size of these antennas is inversely proportional to their frequency. For many systems working in the VHF and L frequency band, this height can be very high, which is problematic for the aircraft on the ground and in the air. On the ground, the antenna can be damaged during the maintenance operation. In the air, the size of the antenna is causing some drag resulting in the increase of fuel consumption. In spite of these drawbacks, the performances of Blade antennas are the standard, especially in terms of pattern radiation and gain requirements set by the Radio Technical Commission for Aeronautics RTCA. All the antennas installed on the aircraft have to meet these standards.

Regarding the new environmental issues of the XXIst century, the new challenge of the aeronautic industry is to build a greener airplane. Research to reduce the weight and to improve the aerodynamic of aircraft is on-going. To link these two axes of research, the development of multi-standard/multi-system architecture has emerged. For example, the use of Software Defined Radio (SDR) allows a reduction of the number of wires and the number of avionics boxes. SDR, paired with a multi-standard low-profile antenna, allows a diminution of the drag and the number of antennas installed on the fuselage. Multi-standard low-profile antennas for application with an SDR for the DME, TCAS, ADS-B, and ILS Glideslope are the subject of this master's thesis.

A first vertically polarized low-profile circular patch antenna working in the L band is proposed. This antenna is multi-standards. It is working for the Distance Measuring Equipment DME, the Traffic Collision Avoidance System TCAS, and the Automatic Dependent Service Broadcast ADS-B. The antenna was designed to comply with the respective RTCAS's system standards (DO-189, DO-144, DO-260). The electric height of $\lambda/30$ is making the antenna low-profile and corresponds to an 80% height reduction compared to the current commercial antennas. A bandwidth of 30% was achieved with the use of a resonant cavity and a capacitive feeding. The radiation pattern is monopole like in the elevation and azimuthal plane. This antenna was fabricated and tested in the laboratory. There is a good match between the

simulation and the lab test results, but the S_{11} frequency response has a little shift due to the fabrication process. Over the entire frequency band of the DME at the horizon ($\theta = 90°$), the difference ΔG between the gain of the monopole and the gain of the antenna is on average equal to 2.3 dB. To meet the DME standard this value has to be lower or equal to 0. Due to the very low-profile height of the antenna, the gain performance required by the DME is not achieved. To improve this gain, a technique based on the magnetic current loop theory is used in the next antenna prototype.

A second vertically polarized low-profile Effective Magnetic Loop Antenna (EMLA) working in the L band is proposed. Like the precedent, this antenna is multi-standards and was designed with the objective of meeting the DME, TCAS and ADS-B standards. This antenna based on the magnetic current loop theory allows a gain improvement compare to the previous antenna while maintaining a low-profile height of $\lambda/30$ and a bandwidth of 25%. It was fabricated and scaled at 4.52 GHz to be able to measure the gain of the antenna in the Satimo system on a 4λ diameter circular conductor ground plane as required by the standard. The S_{11} frequency response of the fabricated antenna is shifted compared to the simulation. This shift is due to a fabrication error on the position on the conductor via, it was validated in simulation. The radiation pattern of the antenna measured in the Satimo system on a 4λ circular conductor ground plane is monopole like in the elevation and azimuthal plane. As the fabricated antenna is not matched, we compared its IEEE gain with the IEEE gain of a fabricated $\lambda/4$ vertical monopole resonating at 4.52 GHz and placed on the same ground plane. Over the entire frequency band of the DME at the horizon ($\theta = 90°$), the difference ΔG between the gain of the monopole and the gain of the antenna is on average equal to 0.55 dB. It is a very good agreement with the simulation where ΔG is equal to 0.53 dB. An improvement of 50% (1.77 dB) on the value of ΔG is made compared to the previous antenna. So the DME standard in terms of gain is almost achieved.

A third horizontally-polarized low-profile antenna working in the VHF band is proposed. This antenna is working for the ILS Glideslope system and respects the DO-192 standard. A horizontally polarized antenna used with a perfect electric ground plane (fuselage) is not efficient only if it is at a distance of approximately $\lambda/4$ above the plane. At the frequency of 300 MHz, this distance is equal to 25 cm which is not a low-profile geometry. To overcome this issue, the propriety of the medium has to be changed by using an Artificial Magnetic Conductor AMC. The proposed antenna is the combination of a planar dipole fed with a J balun located at a distance of $\lambda/50$ over an AMC ground plane made with a double layer of Electromagnetic Band Gap (EBG) mushroom-like structure. The antenna is low-profile ($\lambda/20$) and is designed for the ILS Glideslope system.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iii

REMERCIEMENTS iv

RÉSUMÉ v

ABSTRACT viii

TABLE DES MATIÈRES x

LISTE DES TABLEAUX xiii

LISTE DES FIGURES xv

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS xx

CHAPITRE 1 INTRODUCTION 1
1.1 Éléments de la problématique 1
1.2 Objectifs de la Recherche 2
1.3 Contributions de la recherche 2
1.4 Plan du mémoire 3

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE 5
2.1 Définition des systèmes aéronautiques et leur normes 5
2.1.1 Systèmes aéronautiques en Bande L : DME, TCAS, ADS-B 5
2.1.2 Systèmes aéronautiques en Bande VHF : L'ILS 9
2.2 Antennes à applications aéronautiques 10
2.2.1 Antennes multi-standards commerciales 10
2.2.2 Définition d'une antenne à profil bas 12
2.2.3 Antennes à polarisation verticale 14
2.2.4 Antennes à polarisation horizontale 17

CHAPITRE 3 ANTENNE MULTI-STANDARDS (DME, TCAS, ADS-B) À PROFIL BAS 21
3.1 Cahier des charges de l'antenne multi-standards DME, TCAS, ADS-B 21
3.1.1 Adaptation 21

3.1.2 Gain . . . 22
3.1.3 Géométrie . . . 23
3.2 Antenne large bande à profil bas en bande L . . . 23
3.2.1 Du monopôle $\lambda/4$ au monopôle chargé . . . 23
3.2.2 Du Top Loaded monopôle à l'Antenne patch circulaire . . . 24
3.2.3 Amélioration de la bande passante de l'antenne . . . 28
3.2.4 Antenne large bande à profil bas en bande L . . . 31
3.3 Antenne multi-standards DME, TCAS, ADS-B . . . 35
3.3.1 Alimentation par couplage capacitif . . . 36
3.3.2 Implémention d'un dispositif d'installation sur avion . . . 39
3.3.3 Résumé et mesures réelles . . . 40
3.4 Discussion sur le gain et géométrie compacte à profil bas . . . 46

CHAPITRE 4 ANTENNE À BOUCLES DE COURANT MAGNÉTIQUE MULTI-STANDARDS À PROFIL BAS . . . 48
4.1 Modèle des boucles de courant magnétique . . . 48
4.1.1 Expression du champ électrique en zone lointaine . . . 48
4.1.2 Rapport des courant magnétique $\mathcal{R}$ . . . 51
4.1.3 Modélisation algorithmique . . . 53
4.1.4 Modélisation en simulation . . . 55
4.1.5 Étude de la directivité à la fréquence de 1080 MHz . . . 58
4.1.6 Étude de la directivité sur la bande de fréquence 960-1215 MHz . . . 60
4.2 Modèle d'antenne EMLA . . . 61
4.2.1 Performances à atteindre . . . 62
4.2.2 Architecture de l'antenne . . . 63
4.3 Conception de l'antenne EMLA multi-standard à profil bas . . . 65
4.3.1 Relation entre paramètres géométriques et performances . . . 65
4.3.2 Alimentation directe . . . 69
4.3.3 Alimentation par couplage capacitif . . . 70
4.3.4 Comparaison avec l'antenne du chapitre 3 . . . 74
4.4 Fabrication de l'antenne . . . 76
4.4.1 Antenne mise à l'échelle (simulation) . . . 76
4.4.2 Antenne fabriquée mise à l'échelle . . . 78

CHAPITRE 5 ANTENNE ILS À POLARISATION HORIZONTALE ET À PROFIL BAS EN BANDE VHF . . . 86
5.1 Introduction et définition des concepts . . . 86

5.1.1 Présentation et performance du système ILS 86
5.1.2 Utilisation d'un Conducteur Magnétique Artificiel 86
5.2 Les surfaces EBG 90
5.2.1 Modélisation d'une surface EBG 90
5.2.2 Propriétés d'une surface EBG 93
5.2.3 Conception d'une surface EBG en bande VHF à profil bas 95
5.2.4 Structure EBG à double niveau en bande VHF à profil bas 100
5.3 Antenne ILS à profil bas 105
5.3.1 Antenne dipôle à polarisation horizontale et profil bas en bande VHF : comparaison PEC, PMC, EBG 105
5.3.2 Antenne ILS filaire à profil bas et géométrie compacte 108
5.3.3 Antenne ILS planaire à profil bas et géométrie compacte 110

CHAPITRE 6 CONCLUSIONS 120
6.1 Synthèse des travaux 120
6.2 Améliorations futures 122

RÉFÉRENCES 125

ANNEXES 129

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Performance Antenne DME 6
Tableau 2.2 Performance en Gain pour l'antenne DME 6
Tableau 2.3 Performance pour l'antenne TCAS 7
Tableau 2.4 Performance pour l'antenne ADS-B 8
Tableau 2.5 Performance en Gain l'antenne ADS-B en émission 8
Tableau 2.6 Performance en Gain l'antenne ADS-B en réception 8
Tableau 2.7 Performances à atteindre système ILS 10
Tableau 2.8 Antenne Cobham CI 105-17L [1] 11
Tableau 2.9 Antenne ILS HR-Smith [2] 12
Tableau 3.1 Performance de l'antenne mutli-standard 21
Tableau 3.2 Objectifs de performance du Gain en élévation de l'antenne multi-standards 22
Tableau 3.3 Objectifs de performance du Gain en azimut de l'antenne multi-standards 22
Tableau 3.4 Fréquence de résonance en fonction du rayon du patch circulaire . . . 26
Tableau 3.5 Paramètres géométriques de l'antenne large bande à profil bas en mm 32
Tableau 3.6 Paramètres géométriques de l'antenne DME,TCAS,ADS-B (dimensions en mm) 38
Tableau 3.7 Paramètres géométriques de l'Antenne DME,TCAS,ADS-B (dimensions en mm) 41
Tableau 4.1 Valeurs du modèle de simulation pour le calcul de $\mathcal{R}$ 57
Tableau 4.2 Paramètres géométriques de l'antenne à alimentation directe en mm . 69
Tableau 4.3 Paramètres géométriques de l'antenne à couplage capacitif en mm . . 70
Tableau 4.4 Paramètres géométriques de l'antenne mise à l'échelle en mm 78
Tableau 5.1 Performances à atteindre système ILS 87
Tableau 5.2 Géométrie de la surface EBG [3] λ calculé à 300 MHz 95
Tableau 5.3 Géométrie de la surface EBG [3] avec λ calculé à 300 MHz 97
Tableau 5.4 Géométrie de la surface EBG à double niveau avec λ calculé à 300 MHz 98
Tableau 5.5 Résultat de simulation en fonction de h_2. Avec λ la longueur d'onde calculée à 300 MHz, $w = 0.12\lambda$, $g = 0.02\lambda$, $pin_{dia} = 0.01\lambda$ et $\epsilon_r = 2.2$ 100
Tableau 5.6 Géométrie de la surface EBG configuration a) à 300 MHz 101
Tableau 5.7 Géométrie de la surface EBG configuration c) à 300 MHz 104
Tableau 5.8 Comparaison de deux cellules EBG compatibles avec le système ILS . 104
Tableau 5.9 Géométrie du dipôle planaire 112

Tableau 6.1 Résumé des performances atteintes par les modèles d'antennes 122

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Disposition des antennes sur un aéronefs [4] 6
Figure 2.2 Angles de définition pour les performances en Gain 7
Figure 2.3 Disposition des antennes ILS 9
Figure 2.4 Antenne incluse dans la Sphère de Chu 13
Figure 2.5 Distribution de courant 16
Figure 2.6 Illustration d'un exemple d'antenne patch circulaire et EMLA 18
Figure 2.7 Illustration de l'antenne proposée par Bi Qun Wu et Kwai-Man Luk [5] 19
Figure 3.1 Gabarit de S_{11} en dB à respecter 22
Figure 3.2 Évolution de la géométrie du monopôle 23
Figure 3.3 Évolution de S11 en dB pour les trois configurations a), b) et c) présentées dans la Figure 3.2 24
Figure 3.4 Vue dans les plans *(xOy)* et *(yOz)* de l'antenne circulaire patch ainsi que le modèle de cavité résonante correspondant à un quart de la structure. 25
Figure 3.5 Évolution de la fréquence de résonance du mode TM02 en fonction du rayon R du patch 27
Figure 3.6 Comparaison du paramètre S_{11} en dB du patch circulaire et du monopôle chargé 27
Figure 3.7 Géométrie de l'antenne patch court-circuitée par N vias conducteurs situés à une distance R_{pin} du centre de l'antenne. Le plan de masse de diamètre 1.2 mètre en $z = 0$ n'est pas visible sur cette image. 28
Figure 3.8 Impact du nombre de vias sur les fréquences de résonance 29
Figure 3.9 Impact de la position des vias sur le paramètre S_{11} 30
Figure 3.10 Impact de la position des vias sur le paramètre S_{11} 31
Figure 3.11 Vue de l'antenne patch circulaire composée des substrats Rogers 5880 et Rexolite 1422 32
Figure 3.12 Paramètre S_{11} en dB de l'antenne avec les paramètres du Tableau 3.5 33
Figure 3.13 Impact de R_{sub} sur le gain à l'horizon 34
Figure 3.14 Vecteur de Poynting moyen dans le plan *(yOz)* à $f = 1080$ MHz . . . 34
Figure 3.15 Simulation : S11 et abaque de Smith de l'antenne à profil bas en Bande L 35
Figure 3.16 Diagramme de rayonnement dans le plan E et dans le plan H à $f = 1080$ MHz 35
Figure 3.17 Modification de l'alimentation de l'antenne par l'ajout d'un couplage capacitif entre la sonde et la plaque conductrice supérieure 36

Figure 3.18 Paramètre S_{11} en dB en fonction de la variation du R_{alim} 38
Figure 3.19 Paramètre S_{11} en dB de l'antenne avec l'alimentation de type directe et de l'antenne avec l'alimentation par couplage capacitif ré-optimisée 38
Figure 3.20 Configuration d'installation 39
Figure 3.21 Simulation : Ajout de la structure de fixation 40
Figure 3.22 Mesure paramètre S11 en dB 41
Figure 3.23 Géométrie de l'antenne et antenne fabriquée 42
Figure 3.24 Résultat de simulation de la variation du gain de l'antenne et du gain d'un monopole $\lambda/4$ placés au centre d'un plan de masse circulaire conducteur de 1.2 mètre de diamètre sur la bande 960-1215 MHz. θ_{el} est définit par rapport à la surface horizontale de l'avion (voir Figure 2.2) 43
Figure 3.25 Mesure du gain de l'antenne dans plan azimut pour l'ADS-B (Rx,Tx) comparée à un monopôle $\lambda/4$ 44
Figure 3.26 Résultat de simulation de la variation du gain à l'horizon de l'antenne et du gain à l'horizon d'un monopole $\lambda/4$ placés au centre d'un plan de masse circulaire conducteur de 1.2 mètre de diamètre sur la bande 960-1215 MHz. 44
Figure 3.27 Simulation : mesure de la directivité plan azimut pour 980 MHz, 1080 MHz, et 1220 MHz 45
Figure 3.28 Mesure du Gain Réalisé, dans les plans élévation et azimut. 46
Figure 3.29 Mesure du Gain Réalisé en dB dans le plan élévation et azimut de l'antenne disposé sur un plan de masse carré de dimension 30 cm x 30 cm (λxλ) 46
Figure 3.30 Mesure du Gain Réalisé en dB dans le plan élévation et azimut de l'antenne disposé sur un plan de masse carré de dimension 30 cm x 30 cm (λxλ) 47
Figure 4.1 Boucles de courants concentriques 50
Figure 4.2 Boucles de courant magnétique au dessus d'un plan de masse (Théorie des images) 51
Figure 4.3 Solution du modèle théorique, couple ($\mathcal{R}$,$a = n\lambda$) à 1080 MHz 54
Figure 4.4 Rapport de courant $\mathcal{R}$ en fonction de la fréquence 55
Figure 4.5 Modélisation physique de deux boucles de courant magnétiques . . . 56
Figure 4.6 Magnitude et phase du champ électrique en zone lointaine boucle de rayon a 59

Figure 4.7 Magnitude et phase du champ électrique en zone lointaine boucle de rayon b 59
Figure 4.8 Directivité dans le plan élévation boucle de courant et monopôle $\lambda/4$ 60
Figure 4.9 Directivité à $\theta = 90°$ sur la bande 960-1215 MHz lorsque $a = 0.2\lambda_0$. 61
Figure 4.10 Directivité sur la bande 960-1215 MHz dans le plan élévation pour $\theta = 90°$ 62
Figure 4.11 Equivalence de l'antenne du chapitre 3 avec le modèle de boucle de courant magnétique (plan de masse en $z = 0$ non visible) 63
Figure 4.12 Equivalence entre l'antenne et le modèle de boucles de courant magnétique (plan de masse en $z = 0$ non visible). La boucle de courant en bleu n'est pas mise à l'échelle. 64
Figure 4.13 Géométrie de l'antenne EMLA (plan de masse en $z = 0$ non visible) . 65
Figure 4.14 Modèle de simulation pour l'étude de la directivité 67
Figure 4.15 Variation de la directivité dans le plan élévation $\phi = 0°$ et $\theta = 90°$ en fonction de R_b 68
Figure 4.16 Variation de la directivité dans le plan élévation $\phi = 0°$ et $\theta = 90°$ en fonction de *gap* 69
Figure 4.17 Paramètre S11 par alimentation directe 70
Figure 4.18 Paramètre S par alimentation directe et par couplage capacitif 71
Figure 4.19 Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le Plan E et dans le Plan H à 1080 MHz (Gain en dB) 71
Figure 4.20 Gain de l'antenne EMLA (traits pleins) et du monopôle (tirets) dans le plan élévation $\phi = 0°$ et $60° \leq \theta \leq 80°$ 73
Figure 4.21 Gain de l'antenne EMLA (traits pleins) et du monopôle (tirets) dans le plan élévation $\phi = 0°$ et $90° \leq \theta \leq 105°$ 73
Figure 4.22 Gain de l'antenne dans le plan azimutal avec *phi* variant de 0° à 90° et et $\theta = 90°$ à 1090 MHz 74
Figure 4.23 Gain de l'antenne dans le plan élévation à $\theta = 90°$ 74
Figure 4.24 Gain de l'antenne dans le plan azimutal avec ϕ variant de 0° à 360° et $\theta = 90°$ pour les fréquences 960, 1080 et 1215 MHz 75
Figure 4.25 Comparaison de la géométrie des deux antennes 75
Figure 4.26 Comparaison des performances fréquentielles 76
Figure 4.27 Comparaison du gain de l'antenne EMLA dans plan élévation à $\theta = 90°$ par comparaison à l'antenne du chapitre 3 présentée dans la Figure 3.23 77
Figure 4.28 Antenne EMLA fabriquée 78
Figure 4.29 Mesure du paramètre S_{11} 79

Figure 4.30 Variation du paramètre S_{11} en fonction de R_{pin} 79
Figure 4.31 Diagramme de rayonnement dans les plans élévation et azimut 80
Figure 4.32 Variation du gain de l'antenne et du monopôle sur la bande de fréquence DME à l'horizon 81
Figure 4.33 Variation de ΔG sur la bande de fréquence DME à l'horizon $\theta = 90°$ 82
Figure 4.34 Comparaison de ΔG avec le chapitre 3 sur la bande de fréquence DME à l'horizon $\theta = 90°$ 82
Figure 4.35 Variation du gain de l'antenne et du monopôle à 4.56 GHz dans le plan élévation pour $60° \leq \theta \leq 105°$ 83
Figure 4.36 Circuit d'adaptation de l'antenne fabriquée modélisé dans ADS . . . 84
Figure 4.37 Simulation du paramètre S_{11} en dB de l'antenne fabriquée avec le circuit d'adaptation optimisé présenté dans la Figure 4.36 85
Figure 4.38 Variation du gain de l'antenne avec le circuit d'adaptation et de ΔG sur la bande de fréquence du DME dans le plan élévation à l'horizon 85
Figure 5.1 Disposition possible des antennes pour le système ILS 87
Figure 5.2 Comparaison plan de masse PEC et plan de masse PMC 88
Figure 5.3 Exemple de surface corruguée 89
Figure 5.4 Exemple d'une surface EBG de type champignon 90
Figure 5.5 Surface EBG et modèle LC 91
Figure 5.6 Simulation d'une cellule élémentaire : Diagramme de Phase 94
Figure 5.7 Étude paramétrique sur h, les autres paramètres correspondent au Tableau 5.3 96
Figure 5.8 Étude paramétrique sur w, les autres paramètres correspondent au Tableau 5.2 96
Figure 5.9 Étude paramétrique sur g, les autres paramètres correspondent au Tableau 5.2 96
Figure 5.10 Étude paramétrique sur ϵ_r, les autres paramètres correspondent au Tableau 5.2 97
Figure 5.11 Modèle LC structure EBG à deux niveaux 99
Figure 5.12 Modèle cellule élémentaire à deux niveaux : simulations 99
Figure 5.13 Étapes de designs de la surface EBG VHF à profil bas 101
Figure 5.14 Simulation EBG configuration a). Des marqueurs sont ajoutés sur les courbes pour indiquer les phases de -135°, -90° et 135° 102
Figure 5.15 Diagramme de phase EBG configuration a), avec les paramètres géométriques optimaux donnés dans le Tableau 5.6 102

Figure 5.16 Simulation EBG configuration b), utilisant les paramètres géométriques du Tableau 5.6 . . . 103
Figure 5.17 Simulation EBG configuration c . . . 104
Figure 5.18 Simulation des différentes configurations d'antennes dipôles . . . 106
Figure 5.19 Directivité dans le plan azimutal des différentes configurations d'antennes dipôles à 332 MHz . . . 107
Figure 5.20 Évolution du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle avec EBG sans vias en fonction de la fréquence dans le plan azimut. Il s'agit de la Directivité totale en dB. . . . 108
Figure 5.21 Évolution du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle avec EBG sans vias en fonction de la fréquence dans le plan azimut. Il s'agit de la Directivité totale en dB. . . . 108
Figure 5.22 Antenne Dipôle au dessus d'une surface EBG 7x7 à double niveau de type c) . . . 109
Figure 5.23 Paramètre S d'un dipôle filaire . . . 110
Figure 5.24 Comparaison du gain total de l'Antenne au gain d'un dipôle placé à une hauteur h_d au dessus d'une surface en PEC . . . 110
Figure 5.25 Dipôle planaire J-Balun en espace libre . . . 112
Figure 5.26 Paramètre S du dipôle planaire J-Balun en espace libre . . . 113
Figure 5.27 Dipôle planaire J-Balun en espace libre . . . 113
Figure 5.28 Antenne : dipôle planaire et surface EBG . . . 114
Figure 5.29 Paramètes S . . . 114
Figure 5.30 Variation du gain total en fonction de la fréquence . . . 115
Figure 5.31 Intégration de l'antenne dans le fuselage de l'avion . . . 116
Figure 5.32 Paramètres S_{11} des différentes configurations . . . 117
Figure 5.33 Gain total dans le plan *(xOy)* . . . 117
Figure 5.34 Vecteur de Poynting moyen dans le plan *(xOy)* . . . 118
Figure 5.35 Paramètre S_{11} pour différentes valeurs de y_{pos} . . . 119
Figure 5.36 Variation du gain dans le plan azimut à $\phi = 90°$ pour différentes valeurs de y_{pos} . . . 119
Figure 6.1 Gabarit réflexion de phase EBG large bande mutli système . . . 123

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADS-B	Automatic Dependant Broadcat System
AMC	Artificial Magnetic Conductor
DME	Distance Measruing Equipment
EBG	Electromagnetic Band Gap
ILS	Instrument Landing System
MOPS	Minimum Operational Performance Standard
SDR	Software Defined Radio
RTCA	Radio Technical Commision for Aerouantics
TCAS	Traffic Colision Avoidance System
VOR	VHF Omnidirectional Range
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Éléments de la problématique

Les systèmes avioniques de Radio-Navigation et Communication opèrent en réception/émission dans des gammes de fréquences allant de 0.19 MHz à 40 GHz. Chaque système se compose d'un récepteur/émetteur radio-fréquence embarqué à bord de l'avion relié à son antenne montée sur le fuselage. Le plus souvent, les antennes possèdent un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et sont à polarisation verticale, à l'exception du système d'aide à l'atterrissage pour lequel la polarisation est horizontale. L'antenne de référence possédant ces propriétés est l'antenne 'blade', identifiable à une ailette de requin située sur le dessus ou le dessous fuselage de l'avion. Cette antenne consiste en un monopôle de hauteur $\lambda/4$ ou moins encapsulé dans un radôme en composite orienté perpendiculairement au plan de masse conducteur (le fuselage). Pour une polarisation horizontale, le même type d'antenne 'blade' peut être utilisé mais tourné de 90° et monté sur un plan de masse verticale (l'aile gouverne arrière).

Les antennes de type 'blade' peuvent présenter plusieurs désavantages en fonction de leurs fréquences d'opérations. C'est le cas pour les nombreux systèmes avioniques opérants dans les bandes de fréquences VHF (very high frequency) et L. En effet, à ces fréquences la taille des antennes 'blade' dépassant du fuselage peut atteindre respectivement 35 cm et 7,5 cm. Ceci est problématique autant au sol qu'en vol. Au sol, ces antennes sont sujettes à différents dommages possibles lors des opérations de maintenances. En vol, ces antennes impactent l'aérodynamisme de l'avion en augmentant la trainée et donc la consommation de carburant. Étant donné la redondance en aéronautique, le nombre de systèmes embarqués, d'antennes et de kilomètres de câble associés représentent un poids non négligeable qui engendre aussi une augmentation de carburant. Dans le but d'adhérer à une démarche de développement durable et de créer l'avion vert du futur il faut donc améliorer l'aérodynamisme et diminuer le poids des aéronefs. C'est dans cette optique que le projet de recherche "Développement de nouvelles générations d'Antennes pour applications avec un SDR", appuyé par le Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et Génie (CRSNG), le Consortium de Recherche et d'Innovation en Aérospatiale du Québec (CRIAQ) et plusieurs partenaires industriels s'inscrit.

1.2 Objectifs de la Recherche

Chaque système avionique est constitué d'une boite avion (radio et ordinateur) reliées par des câbles à une ou plusieurs antennes situées à la surface du fuselage. Le développement d'architecture compacte multi-systèmes par l'utilisation de SDR (software defined radio) permet de diminuer le nombre de câbles et le nombre de boîtes avions (donc le poids). Les SDR sont des radios logicielles ayant pour but de remplacer les radios analogiques actuelles. Les SDR sont des technologies agiles sur de grandes gammes de fréquences grâce à la programmation numérique et au traitement de signal. Ceci leur permet d'être employés pour de nombreuses applications. Le SDR couplé à une antenne multi-standards à profil bas permet de diminuer la traînée de l'avion et le nombre d'antennes en surface. Comme dit précédemment, de nombreux systèmes couplés à des antennes de tailles importantes opèrent dans les bandes de fréquences L et VHF. C'est pourquoi il y a une concrète motivation en radio-fréquence à élaborer des antennes à profil bas multi-systèmes dans ces gammes de fréquences.

La bande L est utilisée par le système de mesure de distance DME, par le système d'évitement de trafic et de collision TCAS et par le système de surveillance coopératif l'ADS-B. Parmi ces trois systèmes le DME requiert la plus grande bande de fréquence 960-1221 MHz, tandis que le TCAS et l'ADS-B fonctionnent dans la bande 1030-1090 MHz. Le but est donc de créer une antenne multi-systèmes fonctionnant pour le DME, le TCAS et l'ADS-B tout en respectant les normes associées (DO-189, DO-144, DO-260) notamment en terme de bande passante, de taux d'onde stationnaire et de gain. Le but sera d'avoir des performances comparables aux antennes actuellement commercialisées tout en ayant une diminution de la hauteur.

La bande VHF est utilisé principalement par le système d'aide à l'atterrissage ILS et le guidage radio VOR. L'objectif sera de concevoir une antenne pour l'ILS Glideslope fonctionnant sur la plage de fréquence 329-335 MHz. Ce système reçoit des signaux à polarisation horizontale. Le but est donc de créer une antenne VHF à polarisation horizontale qui soit à profil bas tout en respectant la norme de la RTCA associée (DO-192).

1.3 Contributions de la recherche

Ce mémoire de maîtrise vise à proposer de nouvelles architectures d'antennes multi-standards pour les systèmes DME, TCAS et ADS-B en bande L et pour le système ILS en bande VHF. Les antennes en bande L ont été simulées sous HFSS, fabriquées et testées. L'antenne ILS en bande VHF n'a pas été fabriquée au vu de la complexité de la structure et du temps imparti impacté par la crise du Coronavirus.

— Une première antenne patch circulaire à profil bas large bande à polarisation verticale fonctionnant en bande L est proposée. Cette dernière est multi-standards, elle fonctionne pour les systèmes DME, TCAS et ADS-B. La conception de cette antenne fut réalisée en respectant les normes de la RTCA associées à savoir : DO-189, DO-144, DO-260. La hauteur électrique est de $\lambda/30$ (λ la longueur d'onde), ce qui représente une diminution de plus de 80% de la taille par rapport aux antennes actuellement commercialisées. Une large bande passante de 30% a pu être obtenue par l'utilisation d'une cavité résonante et d'une alimentation par couplage capacitif. Le diagramme de rayonnement dans les plans élévation et azimutal est comparable à celui d'un monopôle quart d'onde.

— Pour améliorer le gain à l'horizon de l'antenne précédente nous proposons un deuxième modèle d'antenne patch basé sur la théorie de deux boucles de courant magnétique concentriques. L'antenne est à polarisation verticale et fonctionne en bande L pour les sytèmes DME, TCAS et ADS-B. Elle est à profil bas $\lambda/30$ et atteint une bande passante de 24%. Le gain de l'antenne à l'horizon sur l'ensemble de sa bande passante a été amélioré de 50% par comparaison au gain de l'antenne précédente.

— Un troisième modèle d'antenne à profil bas à polarisation horizontale fonctionnant en bande VHF est proposé. Cette antenne fonctionne pour le système avionique d'aide à l'atterrissage ILS Glideslope et respecte la norme de la RTCA associée (DO-192). L'antenne consiste en la combinaison d'un dipôle planaire avec une alimentation de type J balun situé parallèlement à une distance de $\lambda/50$ au-dessus d'un CMA constitué d'un double niveau d'EBG avec via de type champignon. Grâce à l'utilisation d'un CMA, il a été possible de rendre l'antenne à profil bas $\lambda/20$ à 300 MHz tout en ayant une composante du champ électrique horizontale non nulle dans le champ lointain.

1.4 Plan du mémoire

Le mémoire se divise en trois chapitres. Le premier chapitre présente la conception de l'antenne multi-standard (DME,TCAS,ADS-B) à profil bas. Les résultats de l'antenne prototype avec sa structure permettant le montage sur un avion seront présentés.

Le deuxième chapitre consistera à la conception d'une antenne à profil bas basée sur la théorie des boucles de courants magnétiques fonctionnant pour les mêmes systèmes que précédemment . Les résultats de l'antenne fabriquée seront aussi présentés.

Le troisième chapitre se consacre à la conception de l'antenne ILS à polarisation hori-

zontale. Premièrement, le design et l'optimisation d'un CMA à profil bas formé d'un double niveau d'EBG fonctionnant en bande VHF sera présenté. Puis les différentes étapes de conception de l'antenne ILS composée d'un dipôle planaire et du CMA seront introduites.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

Dans ce chapitre nous commencerons par présenter les différents systèmes aéronautiques DME, TCAS, ADS-B et ILS ainsi que leur normes. Nous ferons ensuite une revue littérature de différents modèles d'antennes opérant pour ces systèmes. Puis, nous introduirons différentes méthodes permettant de rendre à profil bas une antenne à polarisation verticale et une antenne à polarisation horizontale.

2.1 Définition des systèmes aéronautiques et leur normes

2.1.1 Systèmes aéronautiques en Bande L : DME, TCAS, ADS-B

2.1.1.1 Le système DME

Le système de navigation DME (*Distance Measuring Equipment*) permet de donner la distance entre l'avion et une station au sol. Le système interroge la station en envoyant un signal pulsé d'une durée d'environ 3.5 μs par période de dix à trente fois par seconde dans la bande de fréquence 960-1215 MHz. La puissance du pulse d'interrogation dépend de l'altitude de l'avion et peut atteindre 2.5 kW lorsque l'avion évolue à une altitude supérieure à 5500 mètres. La station au sol reçoit le signal, attend 50 μs, et renvoie un signal réponse à l'avion. Les fréquences d'émissions et réceptions dans la bande 960-1215 MHz sont espacées de 63 MHz, 126 canaux sont disponibles pour transmettre et recevoir. Le système DME calcule le temps pris par l'onde pour faire l'aller-retour, additionne le délai de 50 μs et donne au pilote la distance entre l'avion et la station au sol.

Le système DME recherche les balises au sol présentes sur la route de navigation, il doit donc avoir un gain maximal à l'horizon et doit être positionné sur le dessous du fuselage ; voir Figure 2.1. Lors de la phase d'atterrissage, la présence des trains d'atterrissage détériore le diagramme de rayonnement de l'antenne, c'est pourquoi il faut mesurer les performances de l'antenne avec les trains baissés [6].

Le système DME doit respecter la norme DO-189 [7] qui fixe les performances minimales que doit rencontrer l'antenne montée sur l'avion. Nous pouvons résumer les performances dans le Tableau 2.1.

Les performances en termes de gain de l'antenne DME G_{DME} dans le plan élévation sont définies par comparaison avec le gain $G_{\lambda/4}$ d'un monopôle vertical quart d'onde adapté placé au centre d'un plan de masse conducteur circulaire de 1.2 mètre de diamètre. Nous pouvons

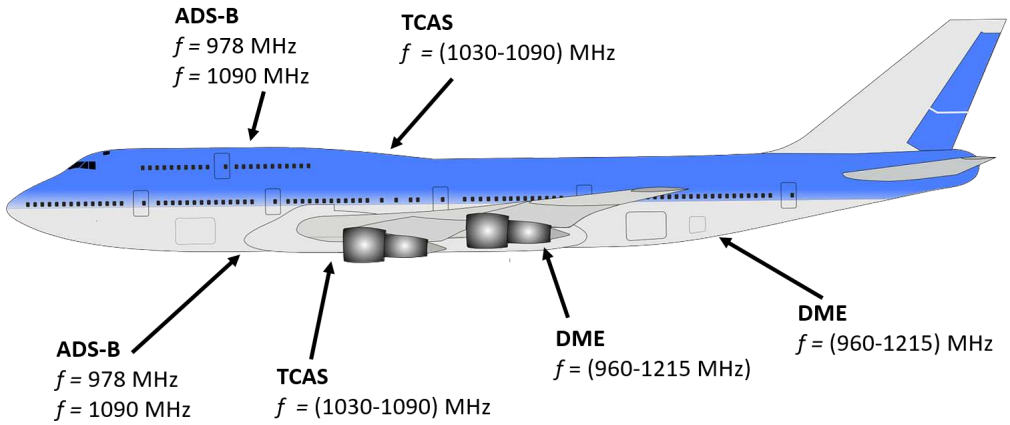


Figure 2.1 Disposition des antennes sur un aéronefs [4]

Tableau 2.1 Performance Antenne DME

Polarisation	Verticale
Diagramme de Rayonnement	Omnidirectionnel
TOS : $960 - 1215$ MHz	≤ 2
Puissance max	2,5 kW

résumer les performances en termes de gain dans le Tableau 2.2 suivant, avec θ_{el} l'angle d'élévation défini par rapport au plan horizontal de l'avion tel que nous pouvons le voir dans la Figure 2.2.

Tableau 2.2 Performance en Gain pour l'antenne DME

Fréquence	Plan de coupe	$\Delta G = G_{\lambda/4} - G_{DME}$
960-1215 MHz	Élévation à $\theta_{el} = 0°$	$\Delta G \leq 0$ dB
960-1215 MHz	Azimut $\theta_{el} = 0°$ et $\phi = (0 - 360)°$	$G_{DME,max} - G_{DME,min} \approx 6$ dB

2.1.1.2 Le système TCAS

Le TCAS (*Traffic colision avoidance system*) définit une zone virtuelle de sécurité autour de l'avion et surveille en permanence à l'aide d'un système d'émission-réception d'onde lié au transpondeur qu'aucun intrus ne franchissent cette bulle de protection. Si c'est le cas, le système avertit le pilote et lui suggère la marche à suivre pour éviter l'intrus se situant

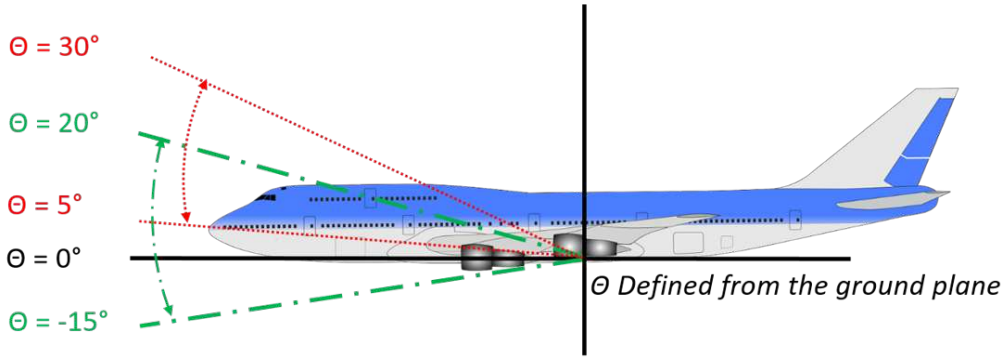


Figure 2.2 Angles de définition pour les performances en Gain

sur sa route. Comme montré sur la Figure 2.1, deux antennes opèrent dans la bande de fréquence 1030-1090 MHz. Elles sont disposées sur le haut et le bas du fuselage pour garantir respectivement une couverture directionnelle et omnidirectionnelle. Nous nous intéresserons à l'antenne omnidirectionnelle.

Le système TCAS doit respecter la norme DO-144 [8], qui fixe les performances minimales que doit rencontrer l'antenne montée sur l'avion. Nous pouvons résumer les performances dans le Tableau 2.3 suivant :

Tableau 2.3 Performance pour l'antenne TCAS

Polarisation	Verticale
Diagramme de Rayonnement	Omnidirectionnel
TOS : $1030 - 1090$ MHz	$\leq 1{,}5$

Les performances en termes de gain de l'antenne TCAS ne sont pas définies aussi strictement que pour l'antenne DME. L'antenne doit posséder un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal et avoir un gain suffisant dans le plan élévation pour garantir le bon fonctionnement du système lors de toutes les manœuvres de l'avion.

2.1.1.3 Le système ADS-B

L'ADS-B (*Automatic Dependent Server-Broadcast*) est un système de surveillance coopératif permettant de contrôler le trafic aérien. Un avion embarquant l'ADS-B détermine sa position grâce au signaux GNSS (système de positionnement par satellite) et les envoie périodiquement à des stations au sols ainsi qu'aux autres avions évoluant dans la même zone. Ce système utilise le transpondeur pour transmettre et recevoir ces signaux. Il existe deux

modes d'ADS-B le Mode S et le Mode UAT. Le Mode S équipant les avions modernes fonctionne sur la fréquence de 1090 MHz ± 1 MHz. Le Mode UAT (*universal acces transpondeur*) fonctionne lui sur la fréquence de 978 MHz ± 20 MHz.

Les systèmes ADS-B Mode S et Mode UAT doivent respectivement respecter la norme DO-260 [9] et DO-282B [10], qui fixent les performances minimales que doit respecter l'antenne montée sur l'avion. Nous pouvons résumer les performances dans le Tableau 2.4 suivant :

Tableau 2.4 Performance pour l'antenne ADS-B

Polarisation	Verticale
Diagramme de Rayonnement	Omnidirectionnel
TOS Mode S : 1090 MHz ± 1 MHz	$\leq$ 1,5
TOS Mode UAT : 978 MHz ± 20 MHz	$\leq$ 1,7

Les performances en termes de gain de l'antenne ADS-B en réception/émission sont définies par comparaison avec le gain d'un monopôle vertical quart d'onde résonnant à 1090 MHz placé au centre d'un plan de masse conducteur circulaire de 1.2 mètres de diamètre. Nous pouvons résumer les performances en terme de gain dans les Tableaux 2.5 et 2.6, avec θ_{el} l'angle défini par rapport au plan horizontale de l'avion comme nous pouvons le voir dans la Figure 2.2 :

Tableau 2.5 Performance en Gain l'antenne ADS-B en émission

Fréquence	Plan de coupe	$\Delta G = G_{\lambda/4} - G_{ADS-B}$
1090 MHz ± 1 MHz	Élévation $\theta_{el} = 5 - 30°$	$\Delta G \leq 3$ dB
1090 MHz ± 1 MHz	Azimut $\theta_{el} = 0°$ et $\phi = 0 - 360°$	$\Delta G \leq 3$ dB

Tableau 2.6 Performance en Gain l'antenne ADS-B en réception

Fréquence de réception	Plan de coupe	$\Delta G = G_{\lambda/4} - G_{ADS-B}$
1090 MHz ± 1 MHz	Élévation $\theta_{el} = -15 - 20°$	$\Delta G \leq 1$ dB
1090 MHz ± 1 MHz	Azimut $\theta_{el} = 0°$ et $\phi = 0 - 360°$	$\Delta G \leq 1$ dB

2.1.2 Systèmes aéronautiques en Bande VHF : L'ILS

2.1.2.1 Présentation du système du système

Apparu dans les années 1938, le système ILS (*Instrument Landing System*) est une aide permettant de guider et d'assister le pilote lors de l'atterrissage. L'ILS se compose de trois sous systèmes qui fonctionnent en coopération : l'ILS Marker, l'ILS Glideslope et l'ILS Localizer [6].

L'ILS Marker informe le pilote sur la distance entre l'avion et la piste d'atterrissage. Les signaux envoyés par les stations au sol sont à polarisation horizontale et opèrent à la fréquence de 75 MHz avec une puissance d'émission de 3W ou moins. L'antenne installée sur l'avion se situe sous le fuselage généralement sous la queue de l'avion. Il s'agit le plus souvent d'une antenne de type boucle de taille réduite par chargement capacitif dont le plan contenant la boucle est placé perpendiculairement au fuselage. (*"capacitive loading"*) [6].

Le Glideslope et le Localizer sont des stations au sols installées à différents niveaux sur la piste d'atterrissage qui envoient un signal modulé permettant de guider l'avion, respectivement dans le plan vertical et horizontal. Dans le cockpit, ce signal se matérialise comme une route virtuelle que le pilote doit suivre. Le signal Localizer est transmis dans la bande de fréquence 108.10-111.95 MHz, avec une modulation de 150 Hz pour indiquer une déviation latéralle vers la droite et 90 Hz pour une déviation vers la gauche. Le signal Glideslope est transmis dans la bande de fréquence 329.15-339 MHz, avec une modulation de 90 Hz pour indiquer une déviation horizontale vers le haut et 150 Hz pour une déviation horizontale vers le bas. Ces deux signaux sont à polarisation horizontale. Les antennes réceptrices installées sur l'avion consistent le plus souvent en deux antennes Blades (monopôle quart d'onde) tournées de 90 degrés pour garantir une polarisation horizontale et, placées de part et d'autre de la dérive arrière de l'avion comme on peut le voir sur la Figure suivante 2.3 [6].

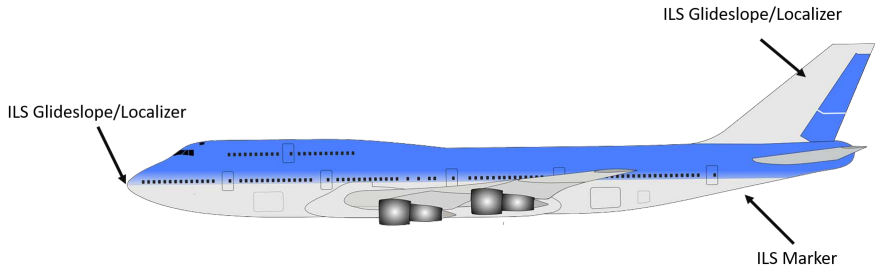


Figure 2.3 Disposition des antennes ILS

2.1.2.2 Performance du système

Pour être certifiées pour le système ILS, les antennes montées sur l'avion doivent respecter les standards suivant : DO-192 (Glideslope) [11], DO-195 (Localizer) [12] et DO-143 (Marker) [13].

On peut résumer les performances dans le Tableau 2.7.

Tableau 2.7 Performances à atteindre système ILS

Normes	Polarisation	Fréquence	TOS	Gain
DO-143	Horizontale	75 MHz	1.5 :1	-10 dB
DO-192	Horizontale	108-112 MHz	< 6 :1	comparé à un dipôle
DO-195	Horizontale	329.15-339 MHz	< 6 :1	comparé à un dipôle

Pour le système Glideslope (DO-192) sur la bande 329.11-339 MHz, le gain dans le plan horizontal dans la direction arrière de l'antenne doit être au maximum 15 dB inférieur au gain maximum d'un dipôle horizontal résonant à 332 MHz en espace libre.
Pour le système Localizer (DO-195) sur la bande de fréquence 108-112 MHz, le gain dans le plan horizontal dans la direction arrière et frontale de l'antenne doit être au maximum 10 dB inférieur au gain maximum d'un dipôle résonant à 110 MHz placé à 10 pouces et parallèlement au-dessus d'un plan de masse conducteur (la taille du plan de masse n'est pas prescrite).

2.2 Antennes à applications aéronautiques

Dans cette section nous présentons premièrement des exemple d'antennes commerciales pour les systèmes DME, TCAS, ADS-B et ILS. Puis nous effectuons une revue littéraire de différents modèles d'antennes à profil bas ayant des applications aéronautiques en bande L et en bande VHF. Enfin, nous introduisons différentes méthodes permettant de rendre une antenne à profil bas.

2.2.1 Antennes multi-standards commerciales

2.2.1.1 Antenne en bande L

L'industriel Cobham propose une antenne mutli-standard DME,TCAS,ADS-B : la Comant CI 105-17L [1]. En citant mot pour mot la description du site revendeur : *'Il s'agit de la seule antenne multi-standard de ce genre capable de faire du traitement de signal entrée/sortie*

à l'aide d'un seul connecteur'. Cette antenne commerciale est donc la meilleure comparaison possible pour le design de notre antenne multi-standard simple port entrée/sortie à application avec un SDR. Il s'agit d'une antenne de type 'blade' constituée d'un monopôle $\lambda/4$ encapsulé dans un radôme en composite. Cette antennes respecte les standards introduits précédemment à savoir DO-182, DO-144, DO-260/DO-282B. La géométrie et les performances de de l'antenne issues du site du constructeur sont données en Annexe 6.2. La hauteur de l'antenne est de 8,6 cm pour une longueur de 13,4 cm. La géométrie et les performances de l'antenne peuvent être résumées dans le Tableau 2.8.

Tableau 2.8 Antenne Cobham CI 105-17L [1]

Type d'Antenne	Blade
Polarisation	Verticale
Hauteur	$\approx \lambda/4$
Diagramme de Rayonnement	Omnidirectionnel
Impédance	50 Ω
TOS 960-1215 MHz	≤ 2
TOS 978 MHz ± 20 MHz	$\leq 1{,}7$
TOS 1030-1090 MHz	$\leq 1{,}5$

2.2.1.2 Antennes en bande VHF

Nous allons présenter ici trois antennes commercialisées par la société HR-Smith représentatifs des différents modèles disponibles sur le marché. Les documentations techniques des antennes sont données en Annexe 6.2 [2].

Pour le système ILS Marker l'antenne commercialisée par la société HR-Smith référencée 10-208 consiste en une boucle perpendiculaire au plan de masse, de hauteur $\lambda/20$ et de longueur $\lambda/2$ dont les performances sont récapitulées dans le Tableau 2.9.

Pour le système ILS Glidesplope, il existe deux modèles d'antenne différents commercialisés par la société HR-Smith, référencés 10-204 et 10-205. Ces deux antennes consistent en des antennes de type blade conçues pour être montées sur la dérive arrière de l'avion. Ces antennes ont une hauteur de $\lambda/7$ et une longueur de $\lambda/8$ et leur performances sont récapitulées dans le Tableau 2.9.

Il existe aussi une antenne multi-standards pour le système ILS Glideslope et Localizer référencée 10-250 qui consiste en deux antennes de type blades montées sur la dérive arrière de l'avion pour avoir une couverture omnidirectionnelle. Cette antenne à une hauteur de $\lambda/7$ et une longueur de $\lambda/2.5$, les performances sont récapitulées dans le Tableau 2.9.

Tableau 2.9 Antenne ILS HR-Smith [2]

Utilisation	Marker	Glide	Glide	Glide/Loc
Modèle	10-208	10-204	10-205	10-250
Type d'Antenne	Boucle	Blade	Blade	Blade
Polarisation	Horiz	Horiz	Horiz	Horiz
Hauteur	$\lambda/20$	$\lambda/7$	$\lambda/7$	$\lambda/7$
Impédance	50 Ω	50 Ω	50 Ω	50 Ω
Performance	TOS≤1.5 : 75MHz ±1.5MHz	TOS≤3 : 328-336 MHz	TOS≤2 : 328-336MHz	TOS≤5 : 108-118 MHz 328-336 MHz

2.2.2 Définition d'une antenne à profil bas

2.2.2.1 Concept d'antenne miniature

Wheeler a introduit en 1947 le concept d'antenne miniature dans [14] en se basant sur la théorie de la sphère de Chu. La sphére de Chu est une sphère de rayon a qui permet de contenir la totalité de l'antenne comme on peut le voir dans la Figure 2.4. Pour définir le concept d'antenne électriquement petite, Wheeler relie le nombre d'onde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ (λ la longueur d'onde) au rayon de la sphère de Chu. Une antenne est miniature si le diamètre de la sphère de Chu est inférieure à la dimension de $\frac{\lambda}{2\pi}$. Cette dimension est appelée la *radianlength*. Cette propriété peut être écrite suivant la relation 2.1

$$ka < 0.5 \tag{2.1}$$

Si le plan de masse de l'antenne est très grand il peut être omis de la sphère à condition que l'impédance de l'antenne est quasiment inchangée lorsqu'elle est placée sur ce plan de masse de grande dimension et sur un plan de masse de dimension infinie.

Dans le cas d'une antenne monopôle quart d'onde vertical placé sur un plan de masse, le rayon a de la sphère est égale à $\lambda/4$. D'après la relation 2.1 on a alors $ka = \frac{\pi}{4} \approx 1.57$ ce qui ne correspond pas à une antenne miniature. Pour qu'un monopôle quart d'onde soit considéré comme miniature au sens de Wheeler il faut que le rayon a de la sphère de Chu (i.e la longueur de l'antenne) respecte la relation suivante $a \leq \frac{\lambda}{4\pi} = \frac{\lambda}{12.6}$. Le monopôle $\lambda/4$ étant l'antenne de référence en aéronautique, nous considérerons dans ce mémoire qu'une antenne est à profil bas pour une application aéronautique si sa hauteur est inférieure à 0.08λ.

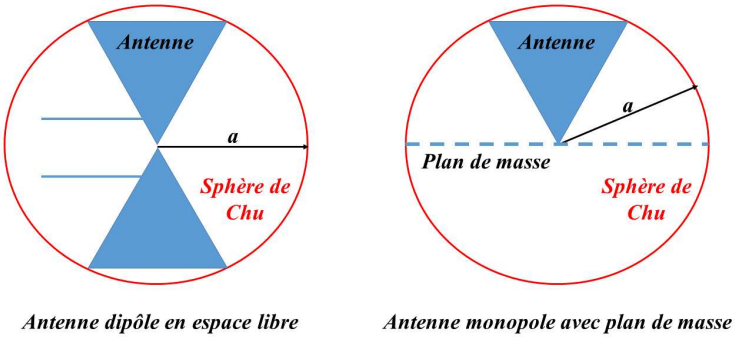


Figure 2.4 Antenne incluse dans la Sphère de Chu

2.2.2.2 Paramètres d'une antenne miniature

Le principal enjeu d'une miniaturisation d'antenne est de réduire la taille tout en gardant des caractéristiques de rayonnements et des performances fréquentielles semblables à l'antenne non miniature (gain et bande passante). Les auteurs dans [15] ont repris les travaux de Wheeler et ont relié le facteur de qualité Q à la bande passante BP d'une antenne miniature. Si l'on suppose une antenne miniature qui soit adaptée, le facteur de qualité Q donné dans 2.2 est relié à la bande passante BP d'après la relation 2.3 avec s correspondant au taux d'onde stationnaire.

$$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \tag{2.2}$$

$$BP \approx \frac{1}{Q}\frac{s-1}{\sqrt{s}} \tag{2.3}$$

Le gain de l'antenne est déterminé par la relation suivante 2.4 avec η l'efficacité de l'antenne s'exprimant suivant la formule 2.5 où $\tan(\delta)$ correspond aux pertes diélectriques du matériau utilisé.

$$G = \eta D \tag{2.4}$$

$$\eta = \frac{1}{1 + Q\tan(\delta)} \tag{2.5}$$

Miniaturiser une antenne revient à diminuer le rayon a de la sphère de Chu, ceci implique

une augmentation du facteur de qualité Q qui entraîne une plus faible bande passante BP ainsi qu'une plus faible efficacité η et donc, un gain plus faible. Ainsi la quantité d'énergie stockée par une antenne miniature est supérieure à la quantité d'énergie qu'elle rayonne et dissipe.

2.2.3 Antennes à polarisation verticale

Nous allons introduire dans cette sous-section différents types d'antennes à profils bas ($h \leq 0.08\lambda$) extraits de la littérature et possédant des applications pour les systèmes aéronautiques DME, TCAS et ADS-B. Puis nous exposerons des techniques permettant de rendre une antenne à polarisation verticale à profil bas tout en respectant les normes aéronautiques.

2.2.3.1 Antennes large bande

Une antenne monocone large bande à profil bas $\lambda/14.7$ est présentée dans [16]. Cette antenne à polarisation verticale possède un patron de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal et de type monopôle dans le plan élévation. L'utilisation d'une géométrie monocone avec des vias court-circuités au plan de masse permet à l'antenne d'atteindre une large bande passante de 850-2500 MHz (3 : 1). L'antenne possède les performances fréquentielles permettant son fonctionnement pour le système DME : $S_{11} \leq -9.5$ dB sur 960-1215 MHz. Toutefois à haute fréquence le gain de l'antenne à l'horizon est 5 dB inférieur au gain d'un monopôle fonctionnant à la même fréquence.
L'utilisation de matériaux à haute perméabilité (ferrites) permet d'augmenter la bande passante d'une antenne sans en modifier sa géométrie. La bande passante de l'antenne présentée précédemment [16] a été doublée dans [17] tout en gardant une hauteur de $\lambda/14.7$. Ceci a été rendu possible en chargeant la partie supérieure du monocone par un substrat céramique SiO_2. La bande passante atteinte est de 1.2-7.17 GHz (6 : 1). Une méthodologie pour le design de ce genre d'antenne est introduit dans [18]. Grâce à l'utilisation d'un substrat en ferrite il est possible de miniaturiser de 60% la taille d'une antenne patch classique tout en atteignant une bande passante de 20%. Malheureusement ces matériaux hautes perméabilités possèdent l'inconvénient d'être coûteux car difficiles à fabriquer, mais surtout de posséder un poids bien plus élevé que des matériaux standards les rendant ainsi difficilement utilisables pour des applications aéronautiques.

Dans [19] une antenne à ouverture circulaire basée sur la théorie du monopôle chargé est présentée. Cette antenne à profil bas possède la particularité d'être totalement intégrée dans le fuselage de l'avion. L'antenne à polarisation verticale couvre une bande passante de 31% et possède un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal et

de type monopôle dans le plan élévation. Le modèle de l'antenne fut simulé en prenant en compte la géométrie réelle du fuselage d'un avion Bombardier Global 5000. Les performances fréquentielles de l'antenne lui permettent de fonctionner pour le système DME : $S_{11} \leq -9.5$ dB sur 960-1215 MHz. On remarque toutefois que le gain de l'antenne à l'horizon est inférieur au gain d'un monopôle $\lambda/4$.

Dans [20], une antenne de type blade à polarisation verticale a été conçue dans le but de fonctionner pour le système DME. Les performances fréquentielles de l'antenne sont telles que l'on a $S_{11} \leq -9.5$ dB sur 0.8-2.1 GHz. Le gain de l'antenne dans le plan élévation à l'horizon est supérieure à 0 dB et est donc comparable au gain d'un monopôle $\lambda/4$. Cette antenne respecte donc la norme D0-189 [7]. Malheureusement cette antenne possède une hauteur de $\lambda/5$ et n'est donc pas à profil bas.

2.2.3.2 Antennes à patron de rayonnement reconfigurable

Les antennes réseaux permettent de présenter une capabilité de reconfiguration dans le diagramme de rayonnement. Ces techniques ont été employées dans [21] et [22]. Dans [21], une antenne réseau à profil bas fonctionnant pour le système TCAS dans la bande de fréquence 1030-1090 MHz est présentée. Il s'agit d'une antenne de forme circulaire composée d'un réseau de huits antennes patchs dipôles disposées circulairement au-dessus du plan de masse. Ces huits patchs rectangulaires connectés à une matrice de Buttler et un réseau de formation de faisceau *(Beam Forming)* permettent une reconfiguration du patron de rayonnement requis par le système TCAS directionnel. Lorsque tous les patchs sont fonctionnels un patron de rayonnement omnidirectionnel est atteint dans la plan azimutal.
Dans la même idée d'antenne à patron de rayonnement reconfigurable fonctionnant pour le système TCAS, les auteurs de [22] proposent une antenne monopôle circulaire entourée d'éléments parasites qui jouent le rôle de réflecteurs. La reconfiguration de l'antenne s'opère par l'activation des réflecteurs dont la mise à la masse est contrôlée par l'intermédiaire d'interrupteurs reliés à un circuit de contrôle DC. L'antenne présente deux modes de fonctionnement suivant l'état des interrupteurs : omnidirectionnel et directionnel. La bande passante est d'environ 1.0-1.1 GHz et la hauteur de l'antenne est de 0.0638λ.

Ainsi cette revue de littérature permet de conclure que concevoir une antenne pour les systèmes DME/TCAS qui soit à profil bas en respectant les normes aéronautiques en terme d'adaptation, de bande passante et de gain est un défi d'envergure challenge. Parmis les antennes proposées par les auteurs, au moins un des paramètres précédents est compromis.

2.2.3.3 Techniques pour rendre une antenne à profil bas

En avionique, l'antenne de référence est le monopôle quart d'onde vertical placé au dessus d'un plan de masse parfaitement conducteur. Pour les systèmes opérant en bande L autour de 1 GHz, ce monopôle à une taille d'environ 7,5 cm. Pour diminuer cette hauteur et rendre le monopôle à profil bas, une technique bien connue consiste à charger le monopôle par un matériaux conducteur, on parle alors en anglais d'un 'Top loaded monopôle'. De nombreuses géométries existent comme le T-shape, le L-shape ou encore la forme circulaire comme montré dans [6]. Lorsque l'on ajoute un matériaux conducteur ('*Top-Hat*') de longueur b sur un monopôle de longueur h, sa longueur effective augmente de b et sa distribution de courant est modifiée. Ceci se résulte donc par une augmentation du gain et une baisse de la fréquence. Pour avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel le Top Hat doit être de forme circulaire, géométrie symétrique qui permet d'avoir une capacité uniforme en tout point entre le Top Hat et le plan de masse. Il en résulte une distribution de courant uniforme par rotation autour de l'axe du monopôle. Si le monopôle initial a une hauteur de $h + b$ et le monopôle chargé à profil bas à une hauteur de h, alors la distribution de courant est modifiée comme nous pouvons le voir dans la Figure 2.5.

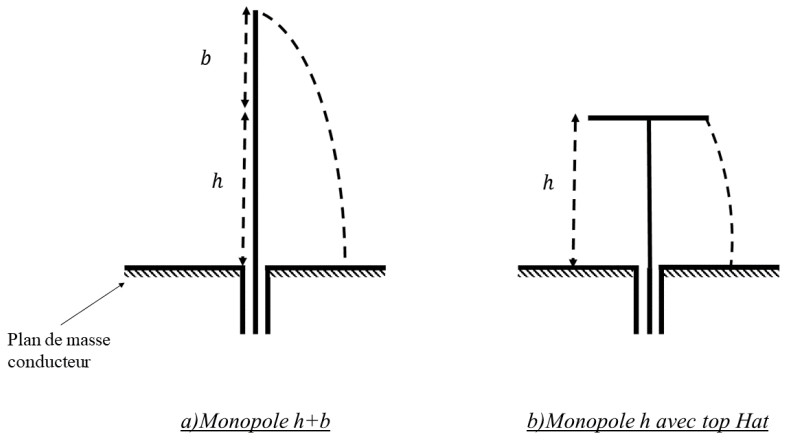


Figure 2.5 Distribution de courant

Dans [23], Economou et Langley montrent que les antennes patchs circulaires court-circuitées en leurs centres sont de bon candidats d'antennes à profil bas pour remplacer les antennes monopôles verticales placées au dessus d'un plan de masse, ceci pour des fréquences en dessous de 2 GHz. Ils démontrent que le mode excité permet d'avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et que l'antenne possède le même comportement qu'un monopôle tout en ayant une géométrie à profil bas. Cependant cette antenne ne peut pas être

utilisée pour des systèmes de communications nécessitant une grande bande passante (environ 28% pour le DME). En effet, pour une hauteur de 0.0152λ ($\lambda = c/f$) la bande passante est très étroite 2%.

Pour augmenter cette bande passante, il faut générer dans la structure un autre mode. L'utilisation d'un patch circulaire avec une cavité résonnante permet d'exciter les modes TM_{01} et TM_{02}. Cette technique est utilisée par les auteurs de [24], [25] ou encore [26].

Dans [24] les auteurs présentent le design et l'analyse d'une antenne patch circulaire large bande à profil bas. L'antenne proposée de structure assez simple a une hauteur de 0.024λ et fonctionne à la fréquence de 2 GHz. L'utilisation d'une cavité circulaire composée de vias conducteurs qui court circuitent la structure permet d'atteindre une large bande de 18 % et un gain maximum de 6 dBi. Cette antenne est analysée grâce au modèle de cavité résonnante qui permet de relier les fréquences des modes de résonances TM_{01} et TM_{02} aux paramètres géométriques de la structure et ainsi fournir un guide de design pour une antenne de ce type. Un exemple de ce type d'antenne et de son modèle de cavité utilisé est présenté dans la Figure 2.6.

Une autre technique pour augmenter la bande passante est l'utilisation d'un anneau circulaire placé autour de l'antenne précédente [24] qui permet alors d'exciter un troisième mode. Cette technique basée sur la théorie des boucles de courants magnétiques à été employée dans [26], [27] et [28]. Ce type d'antenne est appelé en anglais EMLA (*Effective Magnetic Loop Antenna*). Dans [26], l'antenne fonctionne à la fréquence de 2 GHz et atteint une bande passante d'environ 30% tout en ayant un profil bas de 0.056λ. Pour améliorer l'adaptation de l'antenne sans détériorer la bande passante [27] introduit une alimentation par couplage capacitif. Cette alimentation consiste en un patch circulaire alimenté en son centre par le conducteur centrale d'un connecteur SMA. Toutefois, la largeur de ces antennes peut être élevée, environ 0.75λ pour [27]. Un autre avantage de cette technique est de pouvoir améliorer la directivité de l'antenne sans modifier la géométrie à profil bas, ceci en optimisant le couplage entre le patch circulaire central et l'anneau extérieur. Un exemple de ce type d'antenne est présenté dans la Figure 2.6.

2.2.4 Antennes à polarisation horizontale

De nombreuses techniques permettant de réduire la hauteur d'une antenne à polarisation horizontale localisée au-dessus d'un plan de masse conducteur sont recensées dans la littérature. C'est le cas en particulier dans le domaine des réseaux de communications intérieures où l'utilisation d'antennes à polarisation horizontale et à couverture omnidirectionnelle permet de recevoir/émettre bien plus de puissance que avec des antennes à polarisa-

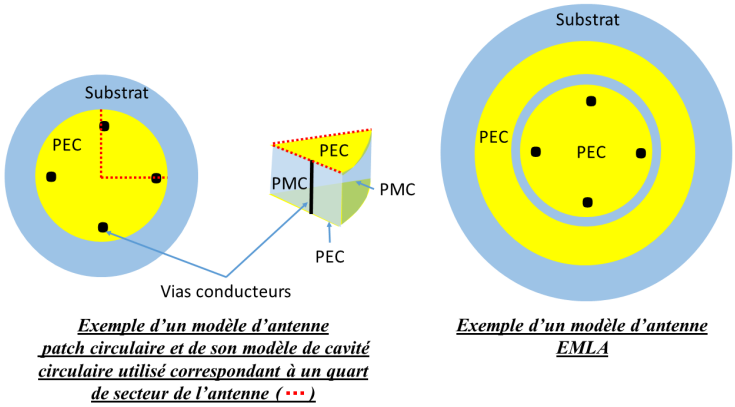


Figure 2.6 Illustration d'un exemple d'antenne patch circulaire et EMLA

tion verticale. Nous allons présenter ici quelques-unes de ces techniques à travers différents designs d'antennes ne fonctionnant pas forcement en bande VHF. Ces techniques peuvent se diviser en deux groupes, les techniques structurelles par l'utilisation de géométries complexes [5] [29] [30] et les techniques de modifications des propriétés des milieux par l'utilisation de méta-matériaux [3] [31] [32] [33].

Dans [5], les auteurs ont développé une antenne à polarisation horizontale fonctionnant à la fréquence de 2 GHz pour application au réseau de communication intérieur. L'utilisation de dipôles magneto-électriques en forme de Γ disposés circulairement sur un plan de masse conducteur a permis d'obtenir une couverture omnidirectionnel dans le plan azimutal et de type conique dans le plan élévation avec un gain moyen de 5 dBi. L'antenne est dite à profil bas 0.1867λ et possède une bande passante de 38% tel que $S_{11} \leq -9.5$ dB. Pour la même application, les auteurs de [29] ont développé une antenne patch circulaire à polarisation horizontale basée sur la théorie de la boucle de courant. Quatre motifs en forme de 'bras' circulaires sont imprimés sur le dessus du substrat permettant à l'antenne d'être agile en fréquence dans la bande 1.7-2.4 GHz sans en modifier sa hauteur. L'antenne est à profil bas $\lambda/110$ et possède un gain moyen de 1.8 dBi.

Dans [30], les auteurs ont développé une antenne fonctionnant pour le système ILS Marker et respectant la norme DO-143 [13]. Cette antenne à la structure d'une antenne F inversée IFA (*Inverted F Antenna*). L'antenne fonctionne donc autour de 75 MHz, l'adaptation est réalisée à l'aide d'une plaque capacitive et d'un élément localisé de type capacité. Celle-ci est à profil bas $\lambda/75$ et possède un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Dû à l'utilisation d'un élément localisé et la faible hauteur de l'antenne, le gain est très faible : -22 dB.

Les techniques présentées ci-haut consistant à modifier la géométrie de l'antenne pour la

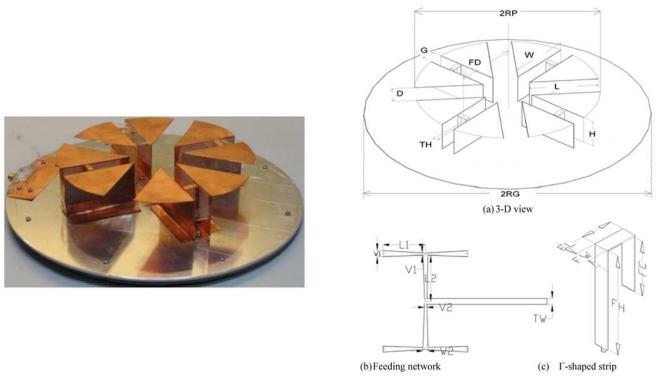


Figure 2.7 Illustration de l'antenne proposée par Bi Qun Wu et Kwai-Man Luk [5]

rendre à profil bas ne sont pas très pertinentes en bande VHF car un profil bas de 0.1867λ reviendrait à une hauteur de 18 cm à 300 MHz.

L'utilisation de plan de masse électriquement conducteur (PEC) avec une antenne à polarisation horizontale engendre des contraintes dans le cas d'une miniaturisation. En effet, il faut placer l'antenne à une distance minimale de $\lambda/4$ du plan de masse pour qu'elle puisse rayonner efficacement. Une manière de pallier ce défaut est de modifier les propriétés du milieu en utilisant un plan de masse conducteur magnétique artificiel (CMA). Un CMA permet de rendre une antenne à polarisation horizontale à profil bas tout en maximisant le rayonnement. Cette technique fut utilisé dans [3] [31] [32] [33]. Dans ces articles, des antennes constituées d'un dipôle horizontal disposé parallèlement au-dessus d'un plan de masse CMA sont présentées. La conception de ce genre d'antenne est présentée dans l'article [3] de S.Best. Cet article développe la théorie de ces antennes à travers de nombreuses études paramétriques. Deux modèles d'antennes sont présentées, une première consistant en un simple dipôle filaire horizontal situé à une hauteur de 0.02λ parallèlement au-dessus d'une surface CMA. Dans la deuxième, pour augmenter la bande passante, le dipôle filaire est remplacé par un dipôle *bowtie* horizontal. Les antennes présentées ont une hauteur totale de 0.04λ, fonctionnent autour de 300 MHz et ont respectivement une bande passante de 3.5% et 70% et un gain maximal de 7 dB. Dans [32], l'antenne à une hauteur de 0.034λ. Il s'agit ici de la même configuration que précédemment mais le dipôle utilisé est de type planaire. L'antenne est adaptée dans la bande de fréquence 5.1-5.4 GHz et possède un gain maximal de 8 dB. Dans [33], l'antenne fonctionne en bande VHF et en bande UHF. À sa fréquence de fonctionnement la plus basse, l'antenne présente une hauteur de 0.062λ et une bande passante à -3 dB de 26% est atteinte. Ainsi, utiliser un plan de masse de type CMA permet de rendre une antenne à polarisation horizontale à profil bas tout en garantissant de bonnes performances

fréquentielles et de bonnes caractéristiques de rayonnement. La conception de ces surfaces CMA sera à l'étude du Chapitre 5.

CHAPITRE 3 ANTENNE MULTI-STANDARDS (DME, TCAS, ADS-B) À PROFIL BAS

Dans la revue de littérature présentée au chapitre 2 nous avons introduit le principe de fonctionnement des différents systèmes DME, TCAS et ADS-B ainsi que leur normes DO-182 [7], DO-144 [8], DO-260 [9] et DO-282B [10]. Nous avons aussi présenté une antenne commerciale multi-standards, la Cobham CI 105-17L. Il s'agit d'une antenne de type 'Blade' fonctionnant pour ces systèmes en bande L dont la hauteur est de 8,6 cm et la longueur de 13,4 cm. L'objectif de ce chapitre sera donc de concevoir une antenne multi-standards dont la hauteur est inférieure à celle de l'antenne Cobham.

3.1 Cahier des charges de l'antenne multi-standards DME, TCAS, ADS-B

Dans cette section nous allons établir le cahier des charges en terme de bande passante, d'adaptation, de gain et de géométrie que doit respecter l'antenne multi-standards DME, TCAS, ADS-B.

Pour concevoir ce type d'antenne il faut respecter les quatre normes suivantes DO-182 [7], DO-144 [8], DO-260 [9]/DO-282B [10]. On peut donc résumer les performances que l'antenne doit respecter dans le Tableau 3.1 suivant :

Tableau 3.1 Performance de l'antenne mutli-standard

Polarisation	Verticale
Diagramme de Rayonnement	Omnidirectionnel
Impédance	50 Ω
TOS 960-1215 MHz	≤ 2
TOS 978 MHz ± 20 MHz	$\leq 1{,}7$
TOS 1030-1090 MHz	$\leq 1{,}5$

3.1.1 Adaptation

Les requis de taux d'onde stationnaire correspondent au gabarit suivant de la Figure 3.1 en terme de paramètre S_{11} en dB.

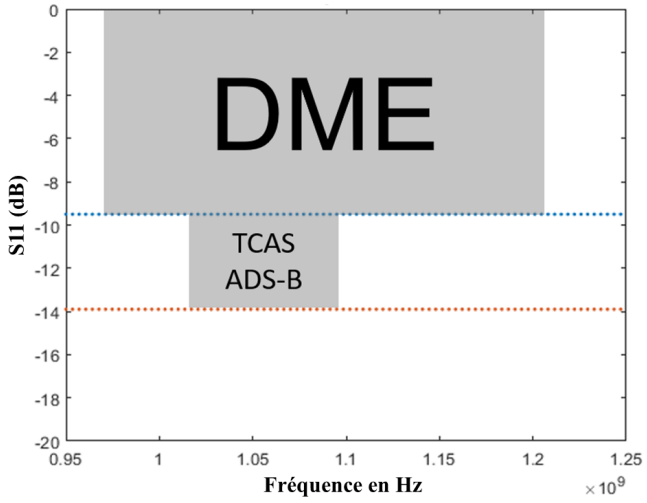


Figure 3.1 Gabarit de S_{11} en dB à respecter

3.1.2 Gain

Les performances en termes de gain de l'antenne multi-standards sont définies par comparaison avec le gain d'un monopôle vertical quart-d'onde adapté placé au centre d'un plan de masse conducteur circulaire de 1.2 mètres de diamètre. En élévation $\phi = 0°$ l'antenne doit respecter les performances suivantes Tableau 3.2, avec θ_{el} l'angle définit par rapport à la surface de l'avion (voir Figure 2.2) :

Tableau 3.2 Objectifs de performance du Gain en élévation de l'antenne multi-standards

Fréquence	Angle	$\Delta G = G_{\lambda/4} - G$
960-1215 MHz	$\theta_{el} = 0°$	$\Delta G \leq 0$ dB
1090 MHz $\pm$ 1 MHz	$\theta_{el} = (-15 - 20)°$	$\Delta G \leq 1$ dB
1090 MHz $\pm$ 1 MHz	$\theta_{el} = (5 - 30)°$	$\Delta G \leq 3$ dB

En azimut, à $\theta_{el} = 0°$, l'antenne doit respecter les performances suivantes, Tableau 3.3, avec θ_{el} l'angle définit par rapport à la surface de l'avion (voir Figure 2.2) :

Tableau 3.3 Objectifs de performance du Gain en azimut de l'antenne multi-standards

Fréquence	Angle	$\Delta G = G_{\lambda/4} - G$
960-1215 MHz	$\phi = (0 - 360)°$	$G_{DME,max} - G_{DME,min} = 6$ dB
1090 MHz $\pm$ 1 MHz	$\phi = (0 - 360)°$	$\Delta G \leq 3$ dB
1090 MHz $\pm$ 1 MHz	$\phi = (0 - 360)°$	$\Delta G \leq 1$ dB

3.1.3 Géométrie

La hauteur de l'antenne doit être significativement inférieure à la hauteur de l'antenne commerciale (Annexe 6.2), soit $h \leq 7$ cm. L'antenne doit posséder une structure permettant son installation sur le fuselage sans procéder à aucune modification structurelle de l'avion.

3.2 Antenne large bande à profil bas en bande L

Dans cette section nous allons présenter comment à partir d'un monopôle $\lambda/4$ il est possible de créer une antenne large bande à profil bas en bande L.

3.2.1 Du monopôle $\lambda/4$ au monopôle chargé

3.2.1.1 Monopôle $\lambda/4$

La première étape de conception consiste en un monopôle $\lambda/4$ vertical placé au centre d'un plan de masse circulaire supposé parfaitement conducteur de rayon $R_{GRND} = 60$ cm, correspondant à configuration a) dans la Figure 3.2. Le monopôle est simulé dans HFSS et alimenté à sa base par un connecteur SMA 50 Ω dont le conducteur central à un diamètre de 1.27 mm. La longueur du monopôle est optimisée pour avoir une fréquence de résonance à 1080 MHz, comme on peut le voir d'après la courbe en pointillé violet de paramètre S_{11} dans la Figure 3.3. La hauteur de l'antenne après optimisation est de $h_{\lambda/4} = 6.6$ cm.

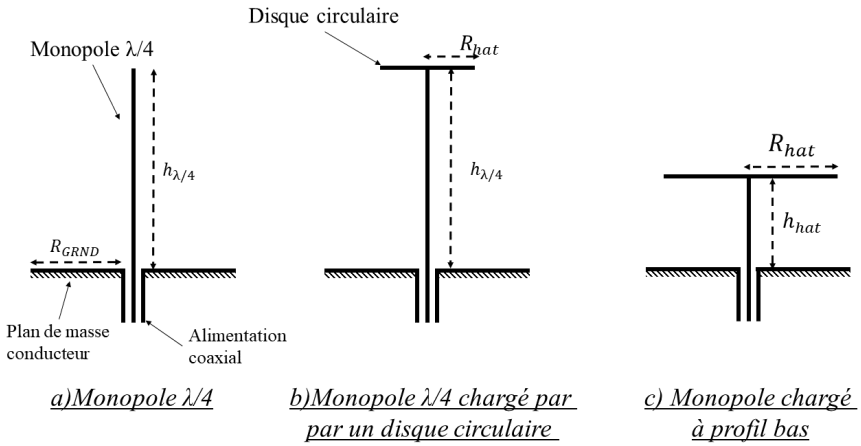


Figure 3.2 Évolution de la géométrie du monopôle

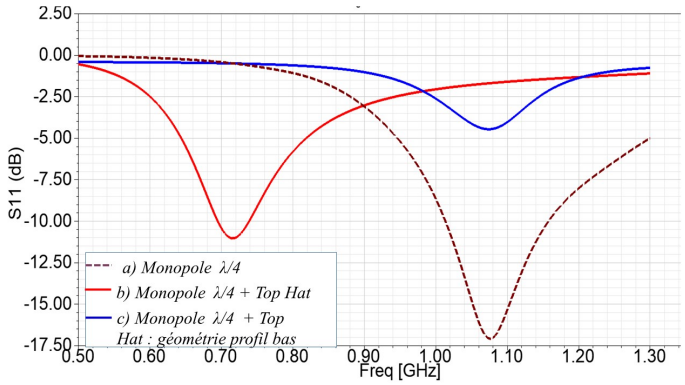


Figure 3.3 Évolution de S11 en dB pour les trois configurations a), b) et c) présentées dans la Figure 3.2

3.2.1.2 Monopôle $\lambda/4$ chargé par un disque circulaire

Ensuite le monopôle est chargé à son extrémité supérieure par un disque circulaire, comme on peut le voir d'après la configuration b) de la Figure 3.2. La longueur effective L_{eff} de l'antenne se voit donc être augmentée par le rayon R_{hat} du disque circulaire, tel que $L_{eff} = h_{\lambda/4} + R_{hat}$. Augmenter la longueur effective de l'antenne diminue la fréquence de résonance comme on peut le voir dans la Figure 3.3 (courbe rouge) lorsque $R_{hat} = 1$ cm : la fréquence de résonance est passée de 1080 MHz à 700 MHz.

3.2.1.3 Monopôle $\lambda/4$ à profil bas

Pour garder la même fréquence de résonance de 1080 MHz que le monopôle initial $\lambda/4$, il faut donc ajuster L_{eff} en diminuant la hauteur de l'antenne et en augmentant le rayon du disque circulaire, comme on peut le voir dans la configuration c) de la Figure 3.2. En faisant le choix de $h_{hat} = 3.3$ cm et $R_{hat} = 16$ cm nous avons une fréquence de résonance de 1080 MHz comme nous pouvons le voir dans la Figure 3.3 (courbe bleue). Ceci correspond à une diminution de 50% de la hauteur de l'antenne. Il est donc possible de rendre un monopôle $\lambda/4$ à profil bas en le chargeant par un disque circulaire. Toutefois il y a quelque limitations à cette technique comme un diamètre importante d'environ 1.06λ et une adaptation à 50Ω très mauvaise à la fréquence de résonance.

3.2.2 Du Top Loaded monopôle à l'Antenne patch circulaire

Pour diminuer le diamètre du disque circulaire et donc la largeur totale de l'antenne, nous pouvons utiliser un substrat de permittivité relative ϵ_r. On note R le rayon du patch

circulaire, h la hauteur de l'antenne, R_{GRND} le rayon du plan de masse supposé parfaitement conducteur.

3.2.2.1 Modèle de cavité résonante

Lorsque la hauteur de l'antenne h présentée dans la Figure 3.4 est très petite devant la longueur d'onde λ_0 à la fréquence de résonance et le rayon du patch circulaire R, le modèle de cavité peut être utilisé pour relier les paramètres géométriques aux paramètres fréquentiels de l'antenne patch. De plus, l'épaisseur du diélectrique étant inférieure à $0.05\lambda_0$, la variation du champ TM suivant l'axe z dans le substrat peut être considérée comme nulle. C'est pourquoi on ne considérera que les modes TM_{mn} dans l'analyse. On sera particulièrement intéressé par les modes TM_{0n} qui permettent de générer un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de type monopôle. La cavité circulaire peut être modélisée par deux murs électriques parallèles sur le haut et bas de l'antenne entourés d'un mur magnétique.

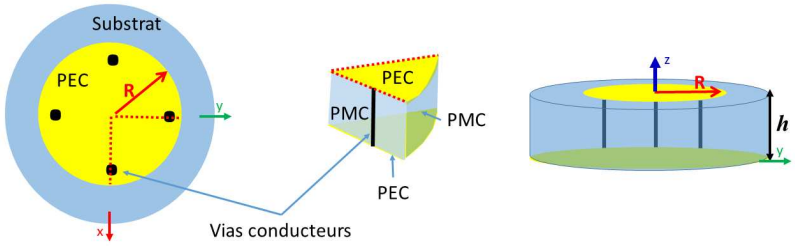


Figure 3.4 Vue dans les plans *(xOy)* et *(yOz)* de l'antenne circulaire patch ainsi que le modèle de cavité résonante correspondant à un quart de la structure.

Pour prendre en compte les effets de bords du champ électrique sur les cotés de l'antenne, la cavité circulaire doit avoir un rayon effectif R_{eff} s'exprimant suivant la formule 3.1 [34]

$$R_{eff} = R\sqrt{1 + \frac{2h}{\pi R \epsilon_r}\left(\ln\frac{\pi R}{2h} + 1.7726\right)} \tag{3.1}$$

On peut alors relier R_{eff} à la fréquence de résonance du mode TM_{mn} dans la structure suivant la formule 3.2 [34]

$$f_{mn} = \frac{c\chi_{mn}}{2\pi R_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \tag{3.2}$$

Avec χ_{mn} correspondant à la $n^{ième}$ racine de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre m, tel que $\mathcal{J}'_m(\chi_{mn}) = 0$.

Ainsi, dans une antenne patch circulaire idéale le mode TM_{01} n'existe pas car $\chi_{01} = 0$ (selon la définition de Abramowitz and Stegun [35]) ce qui implique une fréquence de résonance nulle. La fréquence de résonance du mode TM_{02} s'exprime d'après 3.2 avec $\chi_{02} = 3.83171$.

Pour avoir une antenne à profil bas, nous faisons le choix de $h = 1$ cm et d'utiliser le substrat Rogers 5880 de permittivité $\epsilon_r = 2.2$. Le choix s'est porté vers le Rogers 5880 car ce substrat est certifié pour des applications avioniques et spatiales et sa faible permittivité permet des applications large bande.

Nous pouvons calculer à l'aide des équations 3.1 et 3.2 quelques fréquences de résonances pour différentes valeurs de rayon R. Les résultats sont données dans le Tableau 3.4 en utilisant les paramètres géométriques h et ϵ_r précédents.

Tableau 3.4 Fréquence de résonance en fonction du rayon du patch circulaire

Rayon R	Fréquence de résonance TM_{02}
12.85 cm	960 MHz
11.6 cm	1060 MHz
10.15 cm	1220 MHz

3.2.2.2 Modèle de simulation

Pour valider les valeurs du Tableau 3.4 trouvé à l'aide du modèle de cavité résonante, on simule dans HFSS une antenne patch circulaire de substrat Roger 5880 ayant les dimensions suivantes : $h = 1$ cm, R variable, $\epsilon_r = 2.2$, $R_{GRND} = 60$ cm (imposé par le cahier des charges) et $R_{sub} = R+ 2$ cm. Idéalement pour les antennes patchs le rayon du substrat R_{sub} est égal au rayon du plan de masse R_{GRND}. Étant donné que le plan de masse à un diamètre de 1.2 mètres nous faisons le choix de fixer le rayon du substrat 2 cm supérieure au rayon du patch, nous verrons l'impact de ce paramètre par la suite.

Les résultats présentés dans la Figure 3.5 montrent un bon accord entre calcul et simulation. Plus la taille du patch augmente plus la fréquence de résonance diminue. Pour un rayon de

$R = 12.85$ cm nous avons une fréquence de résonance de $f_0 = 955$ MHz, pour $R = 11.6$ cm $f_0 = 1070$ MHz et pour $R = 10.15$ cm $f_0 = 1210$ MHz.

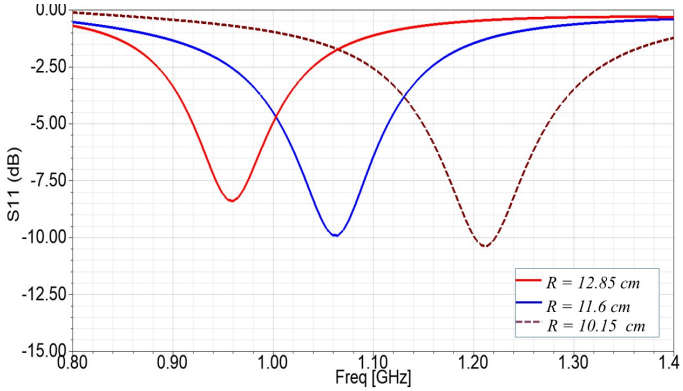


Figure 3.5 Évolution de la fréquence de résonance du mode TM02 en fonction du rayon R du patch

En utilisant un substrat de permitivité ϵ_r, notre but était de diminuer la largeur de l'antenne monopôle chargé à profil bas de configuration c) dans la Figure 3.2 qui avait les caractéristiques suivantes : $h_{hat} = 3.3$ cm et $R_{hat} = 16$ cm. Nous pouvons la comparer dans la Figure 3.6 à l'antenne patch circulaire dont les paramètres sont les suivants : $R = 11.6$ cm, $h = 1$ cm, $\epsilon_r = 2.2$, $R_{GRND} = 60$ cm, $R_{sub} = R+ 2$ cm.

Les deux antennes ont la même fréquence de résonance autour de 1080 MHz. Le niveau d'adaption se voit être amélioré à la fréquence de résonance, respectivement $S_{11} = -6$ dB et $S_{11} = -10$ dB avec une alimentation 50 Ω. Toutefois pour les deux antennes la bande passante reste relativement faible.

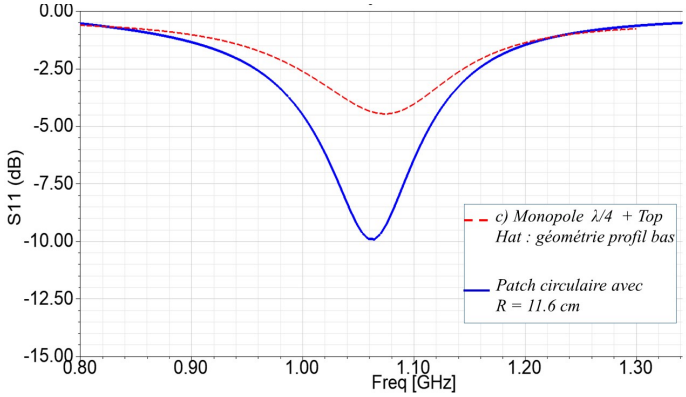


Figure 3.6 Comparaison du paramètre S_{11} en dB du patch circulaire et du monopôle chargé

La hauteur h et le diamètre de l'antenne R_{sub} ont respectivement été diminués de 70% et de

15% par rapport au monopôle chargé. Ceci revient donc à une diminution d'environ 83% de la hauteur de l'antenne monopôle $\lambda/4$ initiale (configuration a) Figure 3.2), ou encore une diminution de 86% de la hauteur de l'antenne DME multi-standards commerciale (Annexe 6.2). Ainsi nous garderons pour la suite ce choix de $h = 1$ cm.

3.2.3 Amélioration de la bande passante de l'antenne

La fréquence de résonance du mode TM_{01} est nulle pour l'antenne patch circulaire d'après le modèle de cavité résonante. Pour générer une fréquence de résonance non nulle du mode TM_{01} il faut court circuiter le patch circulaire [24] à une certaine distance R_{pin} du centre de l'antenne. Soit N le nombre de vias conducteurs reliant le patch au plan de masse. Ces vias sont placés symétriquement autour de l'axe z. On choisit un diamètre de $pin_{dia} = 1.5$ mm (disponible en laboratoire), ces vias sont placés à une distance de R_{pin} du centre de la structure, comme on peut le voir sur la Figure 3.7.

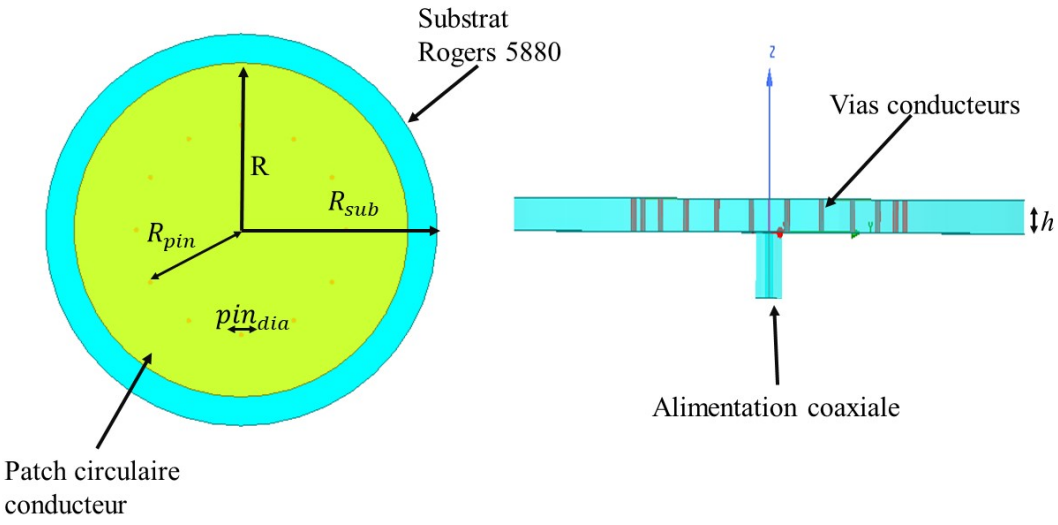


Figure 3.7 Géométrie de l'antenne patch court-circuitée par N vias conducteurs situés à une distance R_{pin} du centre de l'antenne. Le plan de masse de diamètre 1.2 mètre en $z = 0$ n'est pas visible sur cette image.

D'après l'étude menée dans [24], $R_{pin} = 0.6276 R_{eff}$ (avec R_{eff} calculé suivant la formule 3.1) est la distance optimale à laquelle la fréquence de résonance des deux modes TM_{01} et TM_{02} sont assez proches pour former une large bande passante. Cette distance correspond à un nul de tension pour le mode TM_{02} de la cavité circulaire.

3.2.3.1 Analyse de l'impact du nombre de vias N

Nous allons analyser l'impact du nombre de vias N sur la réponse fréquentielle de la structure lorsque $R_{pin} = R_{opt}$ et comme précédemment :$R = 11.6$ cm, $h = 1$ cm, $\epsilon_r = 2.2$, $R_{GRND} = 60$ cm, $R_{sub} = 13.6$ cm.

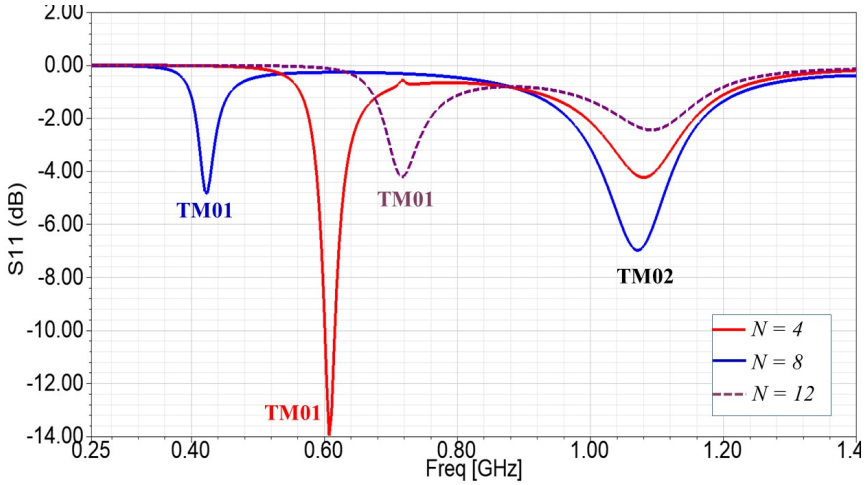


Figure 3.8 Impact du nombre de vias sur les fréquences de résonance

D'après la Figure 3.8, lorsque le nombre de vias N augmente, la fréquence de résonance du mode TM_{01} augmente. En effet, lorsque $N = 4$ la fréquence de résonance est de 480 MHz, lorsque $N = 8$ elle est de 600 MHz et lorsque $N = 12$ elle est de 730 MHz. Ceci s'explique par le fait que lorsque le nombre de vias augmente, le nombre d'inductance en parallèle augmente ce qui diminue l'inductance L équivalente et donc qui augmente la fréquence de résonance. Le circuit équivalent de l'antenne peut être assimilé à un résonnateur LC dont la fréquence de résonance est

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{3.3}$$

Pour les différentes valeurs de N, la fréquence de résonance du mode TM_{02} à 1080 MHz est inchangée car on a fait le choix de $R_{pin} = R_{opt}$ qui correspond à un nul de tension pour le mode TM_{02} du modèle de la cavité circulaire résonante. Comme montré précédemment dans la Figure 3.5, la fréquence de résonance du mode TM_{02} dépend essentiellement du rayon R du patch circulaire.

3.2.3.2 Analyse de l'impact de la position des vias

Nous allons analyser avec un nombre de via $N = 12$ et les mêmes paramètres géométriques que précédemment, l'impact de la distance des vias au centre R_{pin} que nous avions précédemment fixé à R_{opt}.

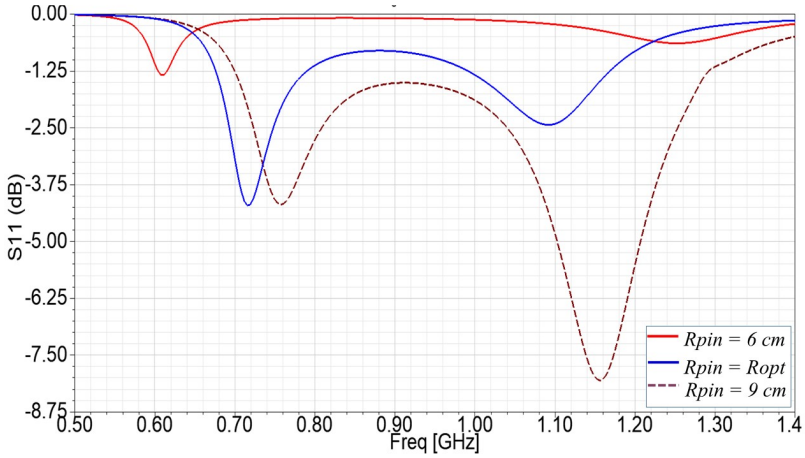


Figure 3.9 Impact de la position des vias sur le paramètre S_{11}

D'après les résultats de simulation montrés à la Figure 3.9, on remarque que modifier R_{pin} a un impact direct sur l'adaptation et sur les deux fréquences de résonances. Lorsque R_{pin} augmente, les deux fréquences de résonances augmentent et l'adaptation s'améliore. En effet, lorsque $R_{pin} = 6.33$ cm, le paramètre S_{11} est de -1.25 dB et les fréquences de résonances des modes TM_{01} et TM_{02} sont respectivement 600 MHz et 1250 MHz. Lorsque $R_{pin} = R_{opt}$, le niveau d'adaptation est légèrement amélioré sur la bande 800-1100 MHz et les fréquences de résonances des modes TM_{01} et TM_{02} sont respectivement 730 MHz et 1080 MHz. Lorsque $R_{pin} = 9$ cm, le niveau d'adaptation est amélioré sur la bande (800-1100) MHz et les fréquences de résonances des modes TM_{01} et TM_{02} sont respectivement 790 MHz et 1190 MHz.

3.2.3.3 Analyse de l'impact du diamètre des vias

Nous allons analyser l'impact de la variation du diamètres des vias en conservant $N = 12$ et les paramètres géométriques précédents.

D'après la simulation Figure 3.10, lorsque le diamètre des vias augmente, la fréquence de résonance des deux modes augmente et l'adaptation reste inchangée. Lorsque $pin_{dia} = 0.75$, 1.5 et 2.25 mm, la fréquence de résonance du mode TM_{01} est respectivement de 650 MHz, 730 MHz et 750 MHz. La fréquence de résonance du mode TM_{02} est respectivement de 1070 MHz, 1080 MHz et 1090 MHz. On remarque donc que cette augmentation de fréquence est

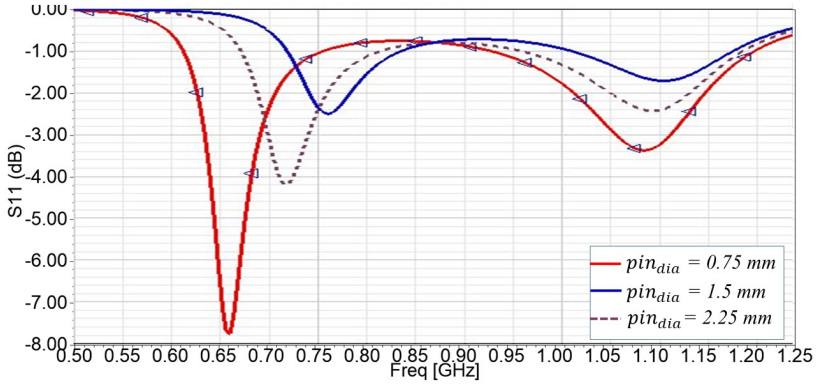


Figure 3.10 Impact de la position des vias sur le paramètre S_{11}

bien plus prononcée pour le mode TM_{01}. Ceci s'explique par le fait que les vias deviennent moins inductifs lorsque leur diamètre augmente. Une baisse de l'inductance se traduit donc par une augmentation de la fréquence de résonance selon l'équation 3.3.

3.2.4 Antenne large bande à profil bas en bande L

3.2.4.1 Conception de l'antenne

D'après l'analyse paramétrique effectuée, il est maintenant possible de choisir les paramètres géométriques permettant d'avoir le comportement large bande souhaité. La fréquence de résonance basse de notre structure (mode TM_{01}) sera contrôlée par le nombre de vias N et leur diamètre pin_{dia}. La fréquence de résonance haute (mode TM_{02}) sera ajustée par le rayon R du patch circulaire. Ces deux fréquences devront être ajustées pour que l'on ait $S_{11} \leq -9.5$ dB sur la bande 960-1215 MHz. La position R_{pin} des vias permettra de contrôler l'adaptation. De plus, une étude sera faite sur le rayon R_{sub} du substrat, idéalement pour avoir une antenne compacte nous voulons $R_{sub} = R$.

La hauteur de l'antenne h est toujours fixée à 1 cm. Or, l'épaisseur maximale pour du substrat Rogers 5880 est de $h_{5880} = 1.575$ mm. Pour éviter d'utiliser 8 couches de Rogers, nous utiliserons deux substrats : le Rogers 5880 couplé à du Rexolite 1422. Il s'agit d'un substrat similaire au polymétacrylate de méthyle (communément connu sous le nom de plexiglass ou acrylique) mais ayant de plus de faibles pertes ($\tan(\delta) = 0.00025$) respectant les normes militaires, de permittivité $\epsilon_r = 2.53$ proche de celle du Rogers 5880 et d'épaisseur $h_{R1422} = 8.425$ mm.

Nous simulons dans HFSS, l'antenne patch de la Figure 3.11 dont la géométrie est donnée

dans le Tableau 3.5. D'après la Figure 3.12, il est possible d'atteindre une bande passante de 960-1230 MHz tel que $S_{11} \leq -9.5$ dB. De plus, on observe bien le caractère simple résonance de l'antenne patch de rayon R lorsqu'il n'y a pas de vias, la fréquence de résonance du mode TM_{02} est ici de 1.22 GHz. L'ajout des 19 vias et l'optimisation de la position R_{pin} autour de R_{opt} à permis de générer le mode TM_{01} à 1.00 GHz et de rapprocher sa fréquence de résonance à celle du TM_{02} à 1.19 GHz pour atteindre une bande passante de FBW = 27% à 1 GHz.

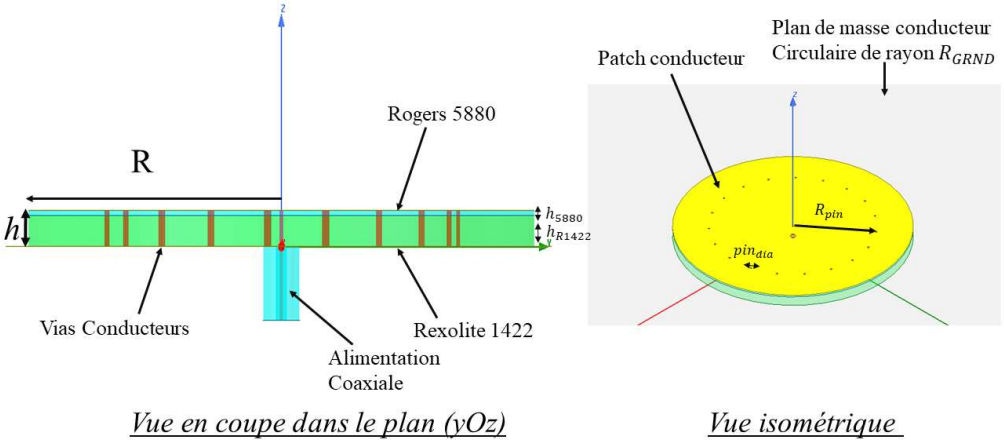


Figure 3.11 Vue de l'antenne patch circulaire composée des substrats Rogers 5880 et Rexolite 1422

Tableau 3.5 Paramètres géométriques de l'antenne large bande à profil bas en mm

h	h_{5880}	h_{R1422}	R_{sub}	R_{GRND}	R	N	pin_{dia}	R_{pin}
10	1.575	8.425	99	600	99	19	1.5	68.75

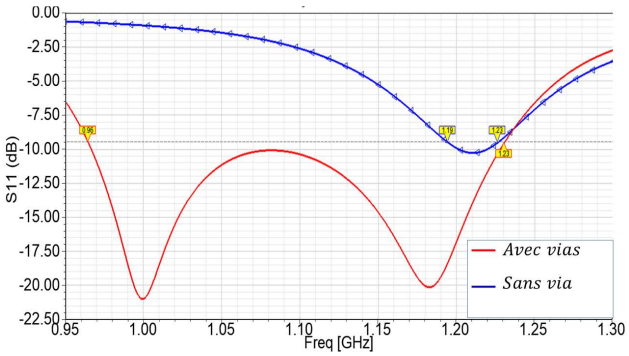


Figure 3.12 Paramètre S_{11} en dB de l'antenne avec les paramètres du Tableau 3.5

3.2.4.2 Impact de la variation de R_{sub} sur la gain à l'horizon

Précédemment, nous avons fait le choix de $R_{sub} = R$ pour avoir une antenne compacte à profil bas et les paramètres géométriques de l'antenne ont été optimisés pour atteindre une bande passante de 27%. Malheureusement, faire le choix d'une antenne compacte à profil bas a un impact non négligeable sur le gain de l'antenne à l'horizon. Le chapitre 4 sera consacré plus en détails à ce sujet mais nous pouvons ici introduire la problématique. Pour cela, nous analysons dans la Figure 3.13 sur la bande de fréquence 960-1230 MHz l'impact de la variation de R_{sub} sur le gain à l'horizon comparée au gain d'un monopôle $\lambda/4$ vertical résonant à 1080 MHz placé au centre d'un plan de masse circulaire parfaitement conducteur de rayon $R_{GRND} = 60$ cm (voir configuration a) Figure 3.2). Pour cela nous prenons quatre valeurs différentes de R_{sub} : $R_{sub} = R_{GRND}$, $R_{sub} = 43.3$ cm, $R_{sub} = 26.6$ cm et $R_{sub} = $ R. On remarque que plus la le rayon du substrat diminue plus la directivité à l'horizon ($\theta = 90°$) diminue sur la bande de fréquence 960-1215 MHz. Nous pouvons observer dans la Figure 3.16 que le diagramme de rayonnement de l'antenne est de type monopôle dans le plan élévation et omnidirectionnel dans le plan azimutal.

En effet on peut observer ce phénomène en analysant le vecteur de Poynting moyen dans le demi plan de coupe (yOz) à 1080 MHz, Figure 3.14. Lorsque $R_{sub} = R_{GRND}$, l'antenne rayonne son énergie dans la direction horizontale $\theta = 90°$ comme le ferait un monopôle $\lambda/4$ vertical au dessus du même plan de masse. En effet la direction du vecteur de Poynting est parallèle au plan de masse dans la zone entourée en rouge. Lorsque $R_{sub} = R$, cette énergie à tendance à être déviée vers le haut c'est à dire vers des angles $\theta \leq 90°$, ce qui résulte en une baisse de la directivité à l'horizon.

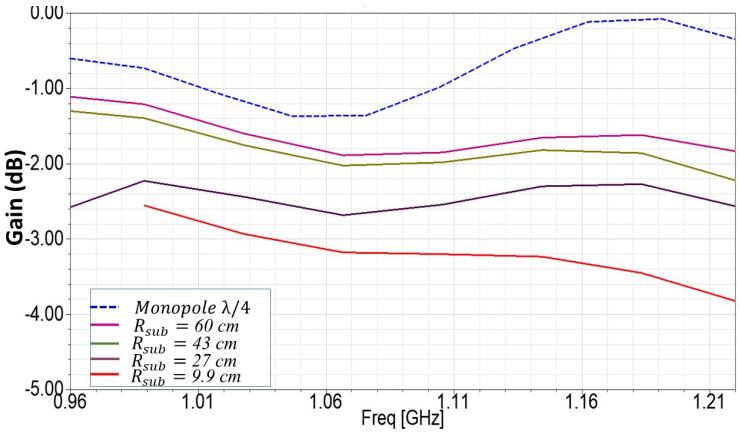


Figure 3.13 Impact de R_{sub} sur le gain à l'horizon

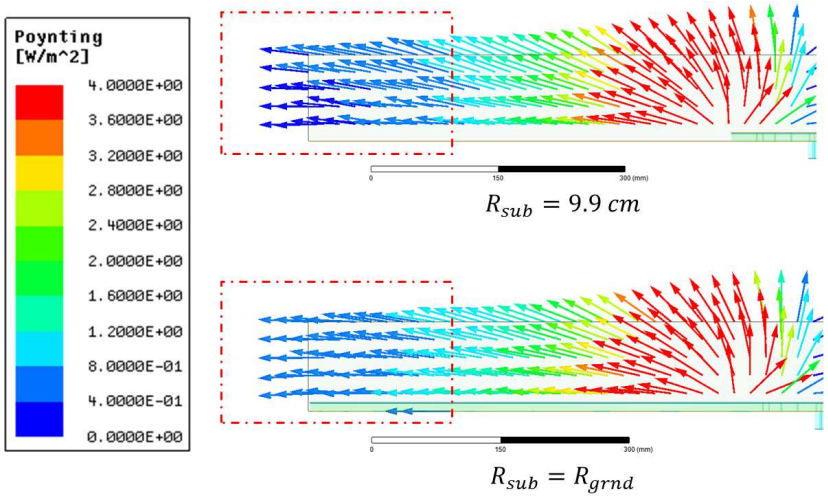
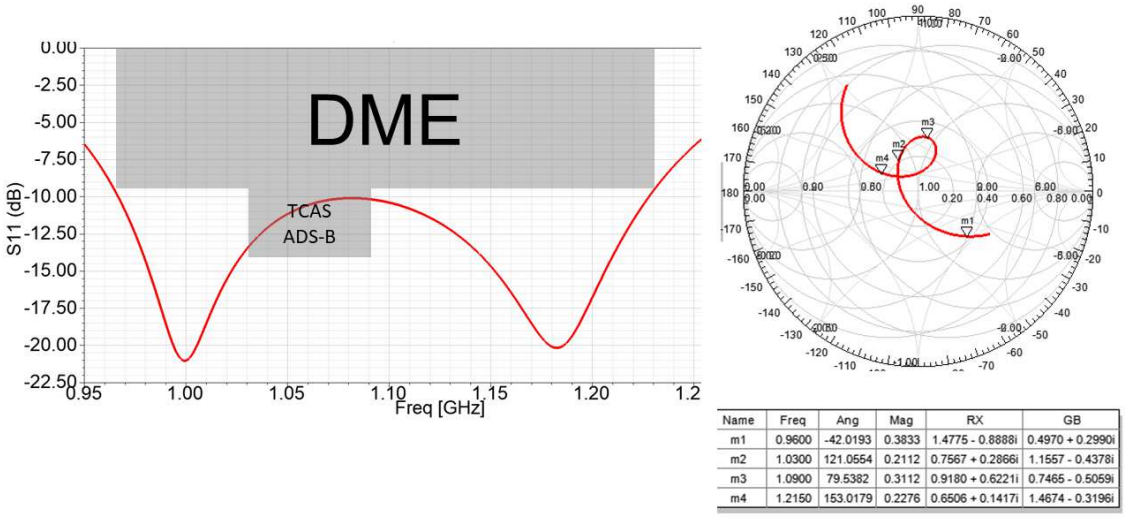


Figure 3.14 Vecteur de Poynting moyen dans le plan *(yOz)* à $f = 1080$ MHz

3.2.4.3 Comparaison des résultats aux standards

En se référant à la géométrie de l'antenne du Tableau 3.5 et de la Figure 3.11 avec toujours $R_{sub} = R$, on peut voir d'après les résultats de simulations de la Figure 3.15 que les performances en terme de bande passante et d'adaptation sont atteintes pour le système DME mais pas pour le système TCAS et ADS-B. En effet aux alentours de 1060-1100 MHz, l'adaptation n'est pas très bonne, $S_{11} = -10.5$ dB. L'amélioration de l'adaptation dans cette bande de fréquence sera abordée dans la section suivante de ce chapitre.

Le diagramme de rayonnement à la fréquence de 1080 MHz Figure 3.16 est bien de type monopôle dans le plan E et omnidirectionnel dans le plan H. Mais comme montré précédemment faire le choix d'une géométrie compacte/à profil bas entraîne une diminution du gain à



Name	Freq	Ang	Mag	RX	GB
m1	0.9600	-42.0193	0.3833	1.4775 - 0.8888i	0.4970 + 0.2990i
m2	1.0300	121.0554	0.2112	0.7567 + 0.2866i	1.1557 - 0.4378i
m3	1.0900	79.5382	0.3112	0.9180 + 0.6221i	0.7465 - 0.5059i
m4	1.2150	153.0179	0.2276	0.6506 + 0.1417i	1.4674 - 0.3196i

Figure 3.15 Simulation : S11 et abaque de Smith de l'antenne à profil bas en Bande L

l'horizon pour $\theta = 90°$.

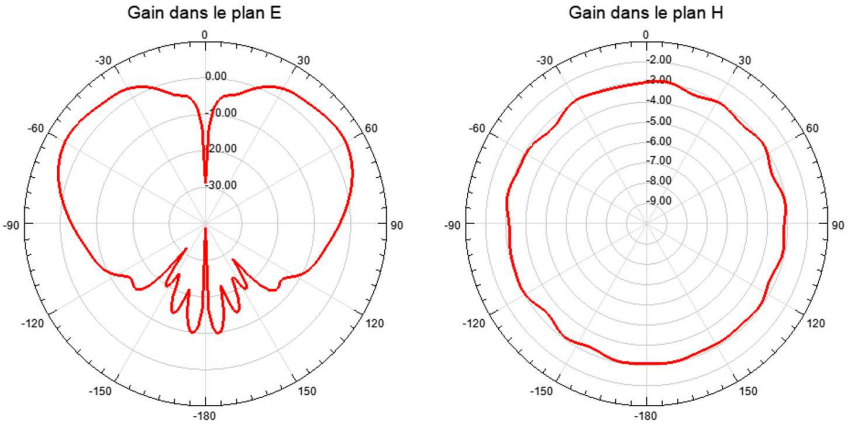


Figure 3.16 Diagramme de rayonnement dans le plan E et dans le plan H à $f = 1080$ MHz

3.3 Antenne multi-standards DME, TCAS, ADS-B

Dans la section précédente, nous avons proposé une antenne à profil bas fonctionnant dans la bande d'intérêt du DME 960-1215 MHz. Dans cette section nous allons apporter des modifications à cette antenne pour premièrement pouvoir atteindre les performances du cahier des charges pour les systèmes TCAS et ADS-B, et deuxièmement pouvoir installer

l'antenne sur le fuselage d'un avion.

3.3.1 Alimentation par couplage capacitif

En analysant l'abaque de Smith de la Figure 3.15 nous faisons le choix de modifier la capacitance en série avec le fil d'alimentation pour améliorer l'adaptation autour de 1090 MHz. Pour ce faire, nous allons remplacer l'alimentation de l'antenne par une alimentation de type couplage capacitif. La modification apportée à l'alimentation est illustrée dans la Figure 3.17, le conducteur interne du connecteur mal SMA qui était directement en contact avec le patch circulaire conducteur supérieur est raccourci et relié à un disque conducteur circulaire.

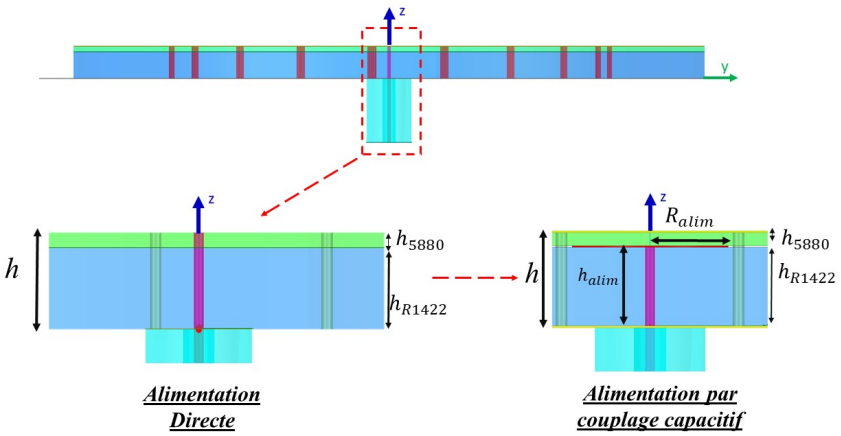


Figure 3.17 Modification de l'alimentation de l'antenne par l'ajout d'un couplage capacitif entre la sonde et la plaque conductrice supérieure

Cette alimentation se constitue donc d'un patch circulaire de rayon R_{alim} alimenté en son centre par le conducteur interne du connecteur mal SMA de longueur h_{alim} et de diamètre 1.27 mm. Pour un souci de fabrication, on va fixer $h_{alim} = h_{R1422}$ ainsi le patch circulaire d'alimentation sera directement collé à l'aide d'un scotch de cuivre sur la face supérieure du substrat Rexolite 1422.

3.3.1.1 Impact de la variation de R_{alim} sur les fréquences de résonances des deux modes

Nous simulons l'antenne avec cette nouvelle alimentation ayant les caractéristiques géométriques du Tableau 3.5 pour différentes valeurs de R_{alim}. On remarque d'après la simulation

de la Figure 3.18, que l'introduction de cette structure d'alimentation modifie l'adaptation et le caractère fréquentiel de l'antenne.Le niveau d'adaptation diminue et la fréquence de résonance du mode TM_{02} se décale vers les basses fréquences. Initialement on avait $f_{02} = 1190$ MHz à -20 dB, avec $R_{alim} = 1$ cm on a $f_{02} = 1140$ MHz à -15 dB et avec $R_{alim} = 3$ cm on a $f_{02} = 1170$ MHz à -12.5 dB. On observe le même phénomène pour le mode TM_{01}. Lorsque $R_{alim} = 1$ cm l'adaptation autour de 1090 MHz est améliorée mais on remarque que la fréquence de résonance du mode TM_{01} se voit être trop proche de celle du TM_{02} pour créer une large bande passante. Lorsque $R_{alim} = 1$ cm, il faut donc diminuer le rayon R du patch supérieur pour augmenter la fréquence de résonance du mode TM_{02} et diminuer le nombre de vias pour éloigner le mode TM_{01} du TM_{02}. Il faudra ensuite ajuster la position des vias R_{pin} pour améliorer l'adaptation.

La marche à suivre peut se résumer de la façon suivante :

- Choisir les paramètres géométriques initiaux qui seront fixes (R_{alim}, h, h_{alim} et pin_{dia}) ainsi que les fréquences de résonance haute et basse de notre structure permettant de réaliser la bande passante souhaitée.
- Calculer le rayon R de l'antenne correspondant à la fréquence de résonance haute désirée en utilisant la formule 3.2.
- Simuler l'antenne présentée à la Figure 3.17 en faisant varier le nombre de vias N. Lors de la simulation les paramètres R_{alim}, h, h_{alim}, pin_{dia} et R sont fixes. La position des vias par rapport au centre R_{pin} doit être égale à R_{opt}. Lorsque le nombre de via N va augmenter, la fréquence de résonance basse va augmenter.
- Trouver le bon nombre N de vias permettant d'obtenir la fréquence de résonance basse désirée.
- Une fois que les fréquences de résonance basse et haute désirées sont atteintes, adapter l'antenne en modifiant la valeur de R_{pin} autour de R_{opt}.
- Si en résultat de l'étape précédente les fréquences de résonance se sont déplacées et ne permettent plus d'obtenir la bande passante désirée, procéder comme suit : diminuer ou augmenter la valeur du rayon R pour respectivement augmenter ou diminuer la fréquence de résonance haute ; diminuer ou augmenter le nombre de vias N pour respectivement diminuer ou augmenter la fréquence de résonance basse.
- Recommencer les deux étapes précédentes jusqu'à rencontrer les performances souhaitées.

Nous simulons l'antenne ayant les paramètres géométriques présentés dans le Tableau 3.6 avec une épaisseur de métal de 18μm. Les paramètres S_{11} sont présentés dans la Figure 3.19

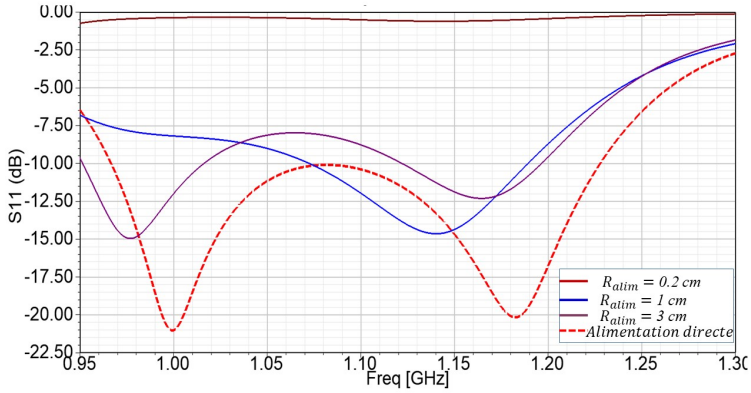


Figure 3.18 Paramètre S_{11} en dB en fonction de la variation du R_{alim}

par comparaison à l'antenne de la section précédente avec alimentation directe. Nous voyons donc que l'utilisation d'une alimentation par couplage capacitif et une l'optimisation des paramètres géométriques permet d'atteindre les performances en termes d'adaptation et de bande passantes ce qui permet de respecter les standards de chacun des systèmes : DME, TCAS et ADS-B.

Tableau 3.6 Paramètres géométriques de l'antenne DME,TCAS,ADS-B (dimensions en mm)

h	h_{5880}	h_{R1422}	h_{alim}	R_{alim}	R_{sub}	R_{GRND}	R	N	pin_{dia}	R_{pin}
10	1.57	8.43	8.4	10	95.4	600	95.4	18	1.5	65

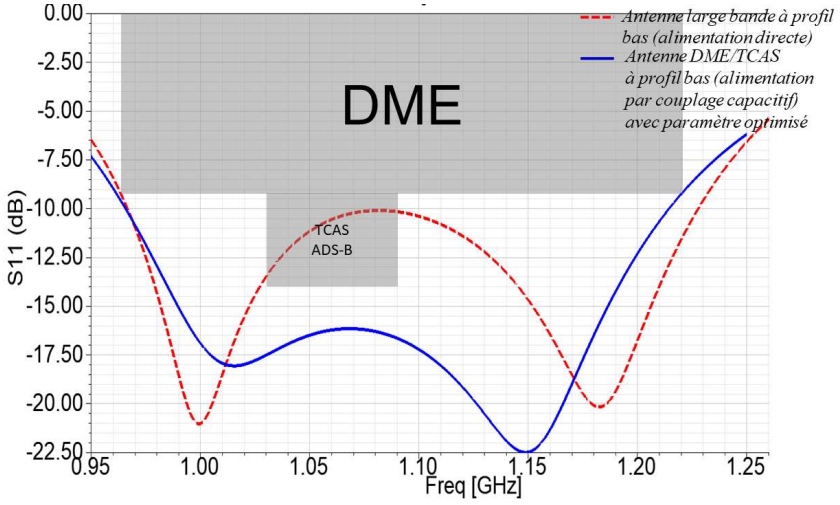


Figure 3.19 Paramètre S_{11} en dB de l'antenne avec l'alimentation de type directe et de l'antenne avec l'alimentation par couplage capacitif ré-optimisée

3.3.2 Implémention d'un dispositif d'installation sur avion

Le modèle d'antenne présentée dans la Figure 3.17 est modifié pour prendre en compte les contraintes de fabrications. Les vias sont remplacés par un système de vis-écrous conducteur de diamètre 1.6 mm, ceci n'affecte en rien les performances. Étant donné que au laboratoire le plan de masse utilisé pour les mesures aéronautiques est de forme carré et de dimension 1.2m x 1.2m, nous modifions le plan de masse de l'antenne. Celui-ci est remplacé par un plan de masse carré conducteur de dimensions plus petites λ_0 x λ_0. Les mesures sur ce plan de masse seront comparées aux mesures sur le plan de masse de dimension 1.2m x 1.2m. On rappelle que l'antenne a été développée en simulation avec un plan de masse circulaire conducteur de diamètre 1.2m comme requis par les standards aéronautique.

Il s'agit maintenant de créer un système permettant l'installation de l'antenne sur le fuselage inférieur d'un avion sans en modifier la structure et qui soit électromagnétiquement transparent pour ne pas perturber les performances de l'antenne. Pour cela plusieurs configurations ont été créés en simulation comme montré dans la Figure 3.20. La configuration a) se compose d'une barre de PVC (matériaux plastique de permittivité $\epsilon_r = 2.7$) prenant appui sur la partie supérieure de l'antenne et reliée au plan de masse par deux vis en nylon (permittivité $\epsilon_r = 2.4$). La configuration b) se compose d'une croix en PVC prenant appui sur la partie supérieure de l'antenne et reliée au plan de masse par quatre vis en nylon. La configuration c) se compose de trois morceaux de PVC de forme circulaire prenant appui sur les trois coins de l'antenne et reliés au plan de masse par six vis en nylon. La configuration c) sera retenue car permet de meilleures points d'appuis sur l'antenne.

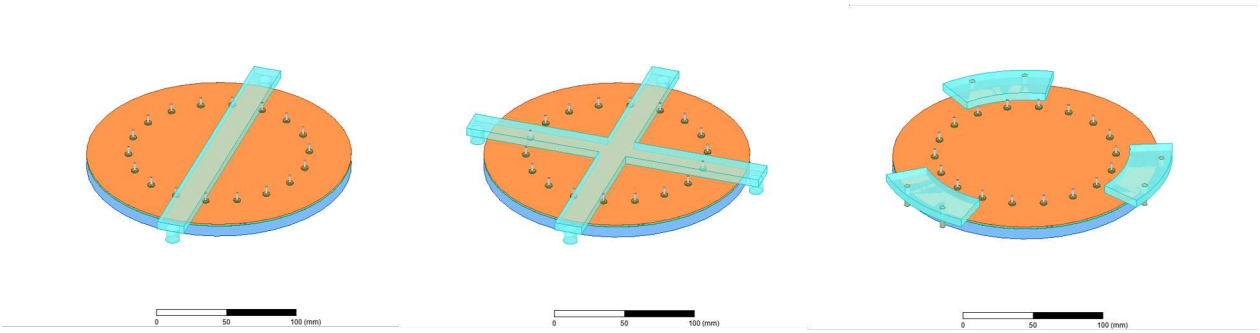


Figure 3.20 Configuration d'installation

Il s'agit donc de trois morceaux de PVC de longueur $R_{pvc} = 3$ cm, d'épaisseur $h_{pvc} = 0.6$ mm et espacés de 120 deg. L'ajout de ces trois morceaux va légèrement modifier l'impédance

de l'antenne comme on peut le voir dans la Figure 3.21. Un léger décalage fréquentiel est observé par rapport à l'antenne sans fixation. En effet, les fréquences de résonances des modes TM_{01} et TM_{02} sont respectivement passées de 1020 MHz à 990 MHz et de 1150 MHz à 1140 MHz. Les critères de performance pour les trois systèmes restent tout de même atteints.

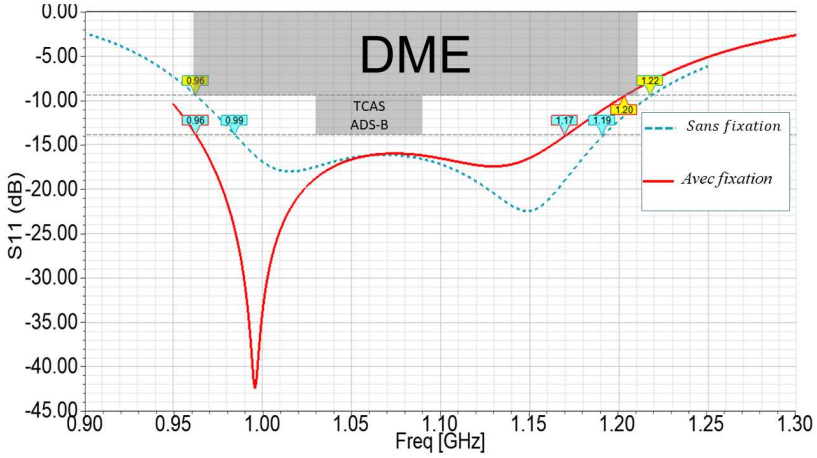


Figure 3.21 Simulation : Ajout de la structure de fixation

3.3.3 Résumé et mesures réelles

3.3.3.1 Géométrie

L'antenne ayant les paramètres géométriques du Tableau 3.7 a été fabriquée au sein du laboratoire Poly-Grames. La Figure 3.23 représente une vue éclatée de la structure de l'antenne et l'antenne fabriquée.

3.3.3.2 Paramètres S

Les paramètres S de l'antenne fabriquée ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux en plaçant l'antenne au centre d'un plan de masse carré de taille 1.2 m x 1.2 m comme requis par les standards aéronautique. On mesure les paramètres S de l'antenne avec et sans la structure de fixation. Ces deux mesures sont comparées au résultat de simulation dans la Figure 3.22. Pour les trois résultats, on remarque que les fréquences de résonances du mode TM_{01} sont similaires aux alentours de 1 GHz. Un léger décalage vers les basses fréquences est observable pour le mode TM_{02} aux alentours de 1.1 GHz. L'adaptation dans la bande du TCAS 1030-1090 MHz se voit être dégradée lors de l'ajout de la structure de fixation, en effet sans la structure $S_{11} \leq -13$ dB, avec la structure de fixation $S_{11} \leq -10$ dB.
Sans la structure de fixation les performances en terme d'adaptation et bande passante sont

atteintes pour chacun des systèmes DME, ADS-B et TCAS. On peut tout de même noter que à la fréquence de 1090 MHz le niveau d'adaptation est de 13 dB au lieu d'être de minimum de 13.9 dB ceci est dû à un léger défaut de fabrication comme un gap d'air dans la structure et un perçage de vis non approprié.

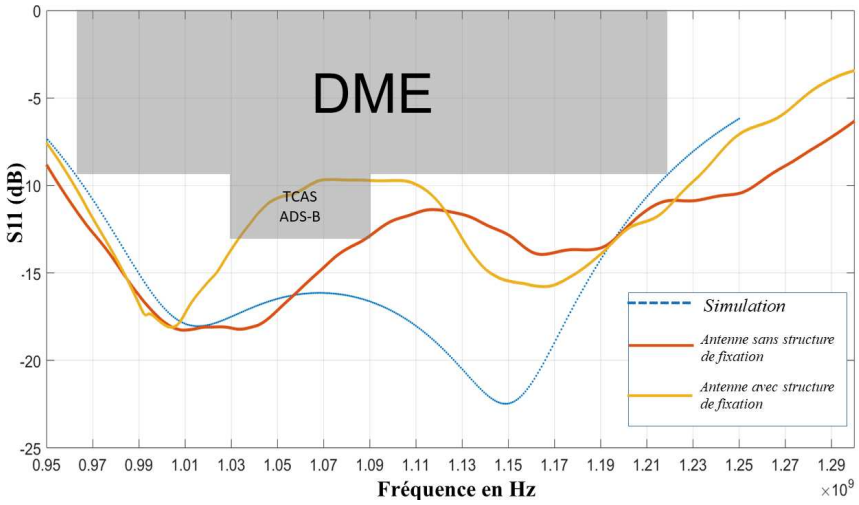


Figure 3.22 Mesure paramètre S11 en dB

Tableau 3.7 Paramètres géométriques de l'Antenne DME,TCAS,ADS-B (dimensions en mm)

h	h_{5880}	h_{R1422}	h_{alim}	R_{alim}	R_{sub}	R_{GRND}	R	N	pin_{dia}	R_{pin}	R_{pvc}	h_{pvc}
10	1.57	8.4	8.4	10	95.4	600	95.4	18	1.5	65	30	6

3.3.3.3 Niveau de Gain

Comme requis par les standards, le gain de l'antenne doit être mesuré lorsque l'antenne est placée au centre d'un plan de masse conducteur circulaire de diamètre 1.2 m et comparé au gain d'un monopôle $\lambda/4$ vertical résonant à la même fréquence que l'antenne et placé au centre du même plan de masse. Au laboratoire Poly-Grames, le système Satimo de mesure de champ proche ne permet pas l'utilisation d'un plan de masse de taille aussi importante. C'est pourquoi les mesures en terme de gain requis par les standards sur l'ensemble de la bande de fréquence seront réalisées dans HFSS. L'analyse de champ proche dans le système Satimo permettra de valider que le diagramme de rayonnement est bien du type monopôle dans le plan E et quasi-omnidirectionnel (dû au plan de masse carré) dans le plan H, pour ces mesures un plan de masse carré de dimension λ_0 x λ_0 est utilisé, voir Figure 3.23.

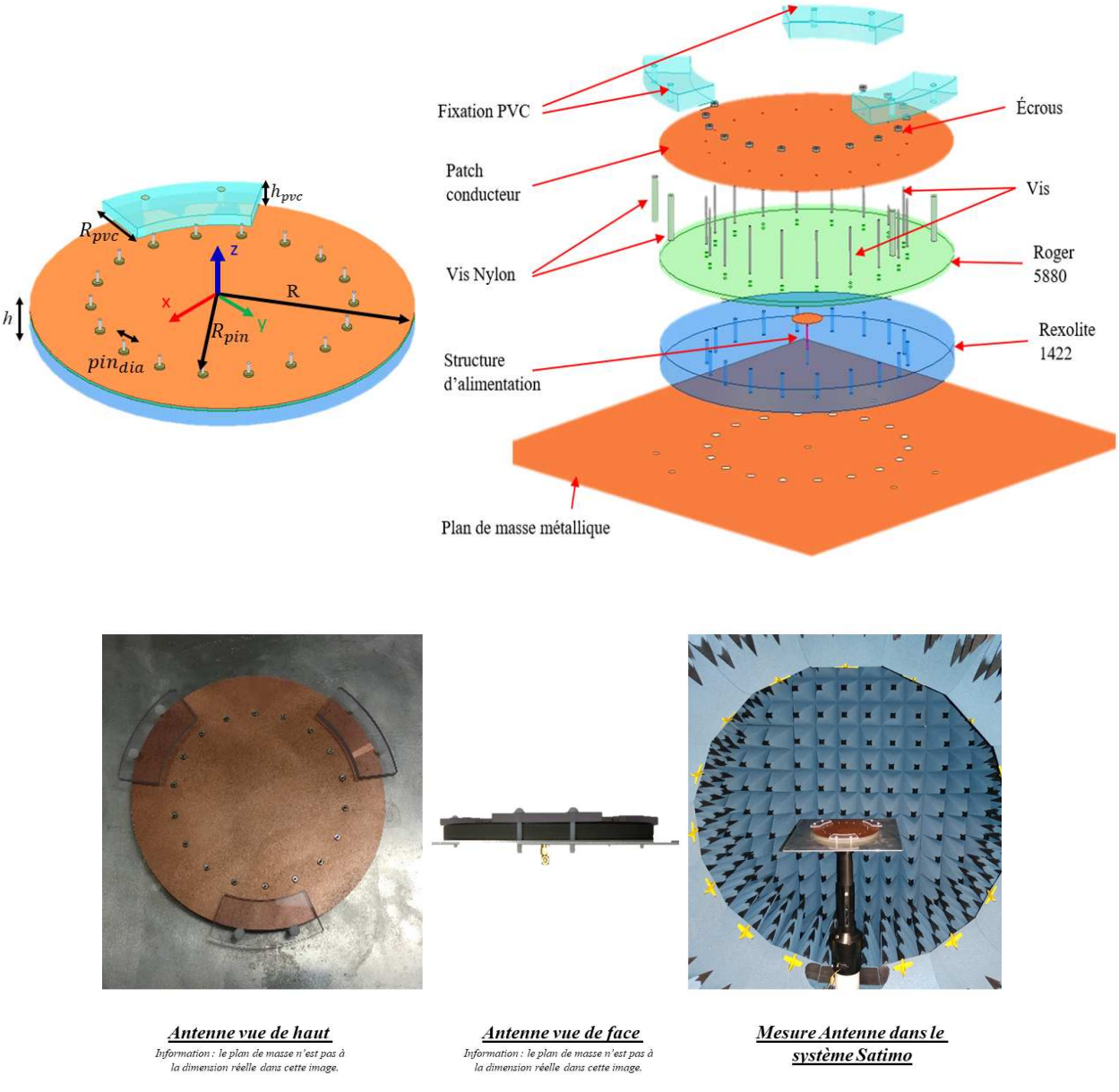


Figure 3.23 Géométrie de l'antenne et antenne fabriquée

Système ADS-B Rx et Tx :

Pour le système ADS-B nous devons respecter les standards du Tableau 2.5 en transmission Tx et les standards du tableau 2.6 en réception. La variation du gain de l'antenne dans le plan élévation comparée à un monopôle $\lambda/4$ sur la bande de fréquence de fonctionnement de l'antenne (960-1215) MHz est présenté Figure 3.24. L'angle θ_{el} est défini ici par rapport au plan horizontal de l'avion. Dans le plan élévation pour l'ADS-B Tx, $\theta_{el} = (5°, 30°)$, les

performances sont atteintes à 1090 MHz ± 1 MHz la variation de gain est inférieure à 3 dB. Dans le plan élévation pour l'ADS-B Rx, $\theta_{el} = (-15°, 20°)$, les performances sont atteintes jusque $\theta_{el} = 0°$, au delà la variation de gain est d'environ 2 dB ce qui est 1 dB supérieure au standard.

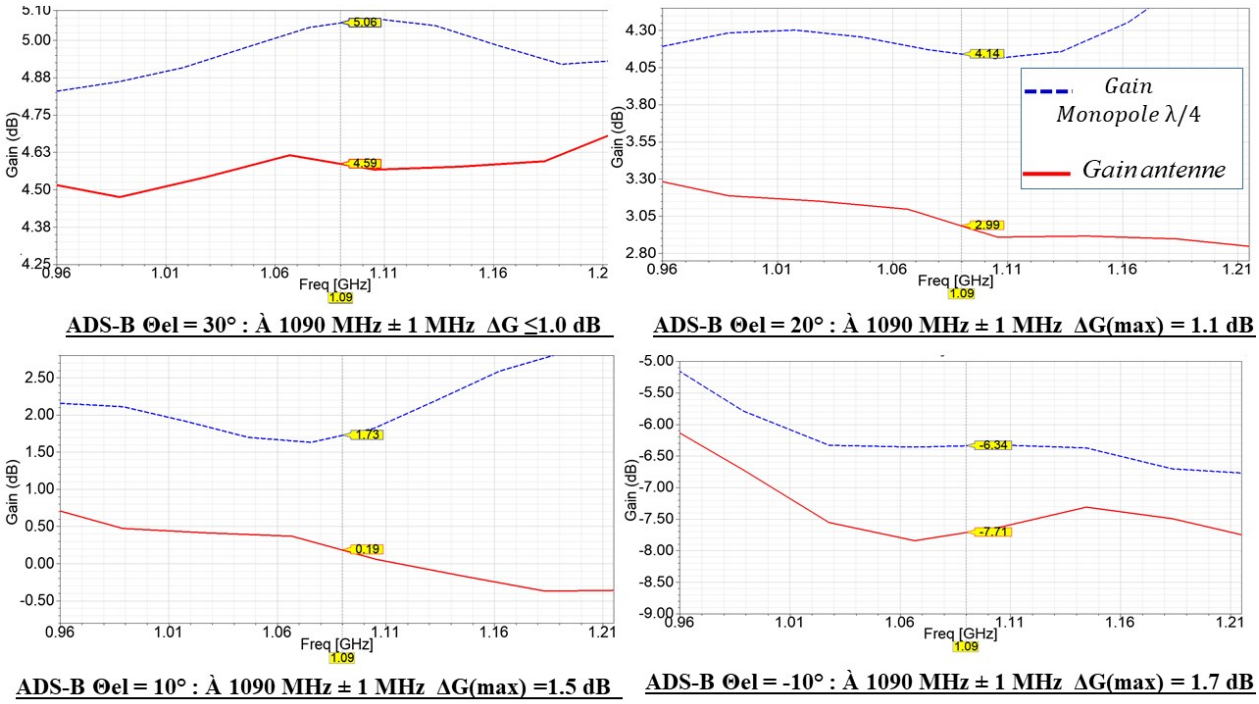


Figure 3.24 Résultat de simulation de la variation du gain de l'antenne et du gain d'un monopole $\lambda/4$ placés au centre d'un plan de masse circulaire conducteur de 1.2 mètre de diamètre sur la bande 960-1215 MHz. θ_{el} est définit par rapport à la surface horizontale de l'avion (voir Figure 2.2)

La variation du gain de l'antenne dans le plan azimut comparée à un monopôle $\lambda/4$ à 1090 MHz est présentée Figure 3.25. Dans le plan azimut pour l'ADS-B Tx, les performances sont atteintes à 1090 MHz ± 1 MHz la variation de gain est inférieure à 3 dB. Dans le plan azimut pour l'ADS-B Rx, les performances ne sont atteintes la variation de gain est environ 2 dB supérieure au standard. On remarque toutefois la présence d'oscillations qui sont le résultat des limites du modèle de simulation HFSS car on sait que pour le monopôle le gain est constant. Il y a donc une certaine marge d'erreur dans les valeurs de ΔG calculées.

Système DME :

Pour le système DME nous devons respecter les standards du Tableau 2.2. La variation du gain de l'antenne dans le plan élévation à l'horizon comparée à un monopôle $\lambda/4$ sur

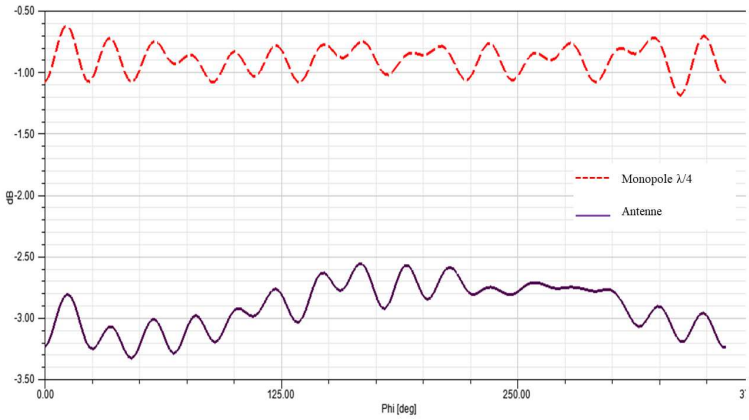


Figure 3.25 Mesure du gain de l'antenne dans plan azimut pour l'ADS-B (Rx,Tx) comparée à un monopôle $\lambda/4$

la bande de fréquence de fonctionnement de l'antenne 960-1215 MHz est présentée dans la Figure 3.26. Dans le plan élévation pour le système DME, les performances en termes de gain ne sont pas atteintes, on a $1.3 \leq \Delta$ G ≤ 3.7 dB et ΔG$\approx$2.3 dB sur l'entière bande de fréquence du DME. Ceci s'explique par le choix d'une géométrie compacte et à profil bas de l'antenne comme abordé précédemment. Des techniques permettant d'améliorer ce gain à l'horizon seront abordées dans le prochain chapitre 4.

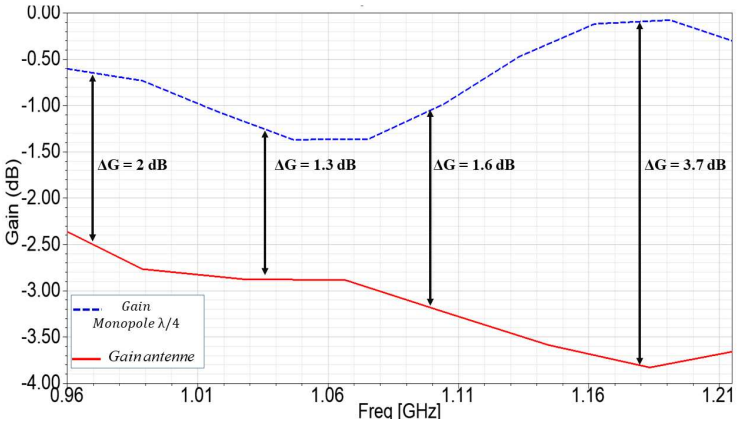


Figure 3.26 Résultat de simulation de la variation du gain à l'horizon de l'antenne et du gain à l'horizon d'un monopole $\lambda/4$ placés au centre d'un plan de masse circulaire conducteur de 1.2 mètre de diamètre sur la bande 960-1215 MHz.

La variation de la directivité de l'antenne dans le plan azimut pour différentes fréquences (980 MHz, 1080 MHz, 1220 MHz) est présenté dans la figure 3.27. Les performances sont atteintes, la variation entre le maximum et le minimum de gain est inférieure à 6 dB pour $\phi = 0° - 360°$.

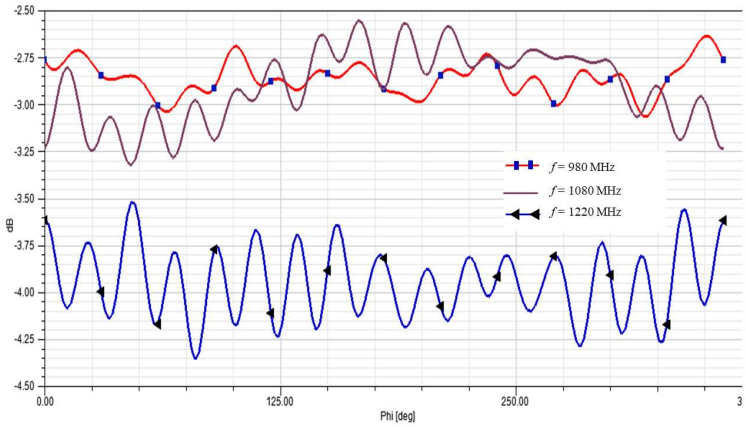


Figure 3.27 Simulation : mesure de la directivité plan azimut pour 980 MHz, 1080 MHz, et 1220 MHz

3.3.3.4 Mesure du diagramme de rayonnement dans le système Satimo

Nous avons mesuré le diagramme de rayonnement de l'antenne plaçé sur un plan de masse de taille 30x30 cm dans le système de mesure de champ proche Satimo. Nous utilisons ce plan de masse car il sera utilisé comme structure d'attache sur l'avion lors des essais en vol. Comme nous pouvons le voir dans la Figure 3.28, le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne est bien de type monopôle dans le plan E par comparaison au diagramme de rayonnement d'un monopôle $\lambda/4$ et du gain de l'antenne simulée dans HFSS. Dans le plan H, le diagramme de rayonnement est quasi-omnidirectionnel. Cependant, on peut voir apparaître des oscillations de $\phi = 0°$ à $\phi = 360°$. En mesure et en simulations on décompte le même nombre d'oscillations avec respectivement 8 maximums et 8 creux, elles sont provoquées par la présence des vias. On peut toutefois remarquer d'après l'échelle en dB/divisions que ces oscillations sont bien plus importantes en mesure que en simulation. L'antenne fabriquée possède un niveau d'adaptation inférieur à l'antenne simulée c'est pourquoi le gain réalisé mesuré est inférieur à celui simulé, de plus le modèle de perte réel du PVC doit être différent de celui utilisé en simulation.

Nous pouvons voir sur les Figure 3.29 et 3.30 l'évolution du diagramme de rayonnement pour quatre fréquences dans la bande 960-1215 MHz. On remarque que jusque 1080 MHz, le diagramme de rayonnement est stable. Il est de type monopôle dans le plan élévation, omnidirectionnel dans le plan azimutal et le niveau de cross polarisation est inférieur à -20 dB. Au delà de cette fréquence, le diagramme de rayonnement devient instable dans le plan élévation, il subit une rotation horaire et le niveau de cross polarisation atteint une valeur de -10 dB en direction $\theta = 0°$.

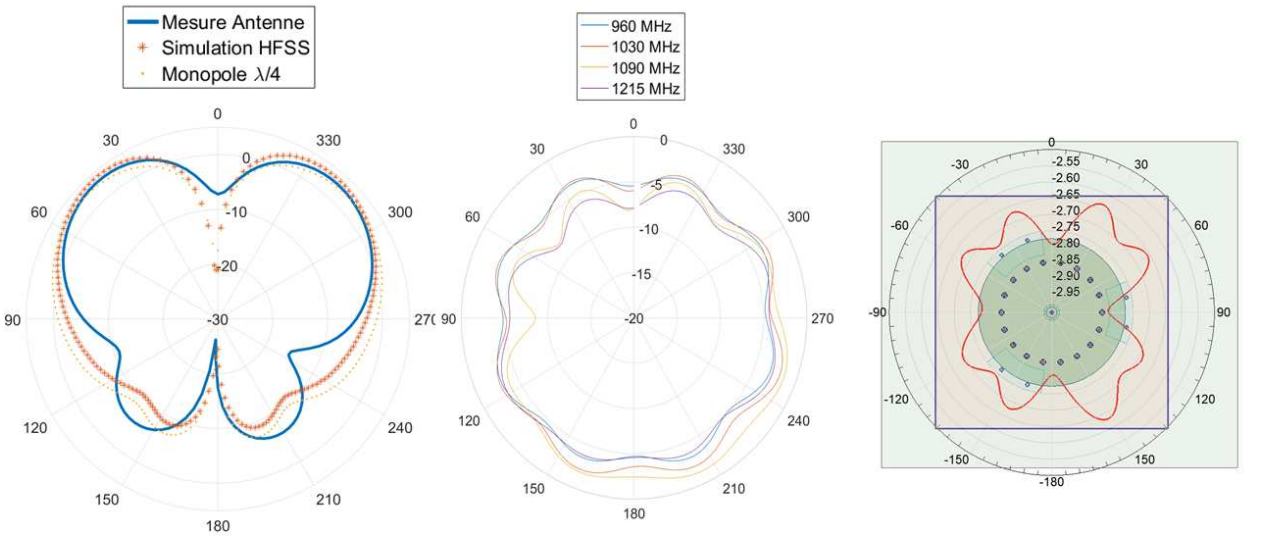


Figure 3.28 Mesure du Gain Réalisé, dans les plans élévation et azimut.

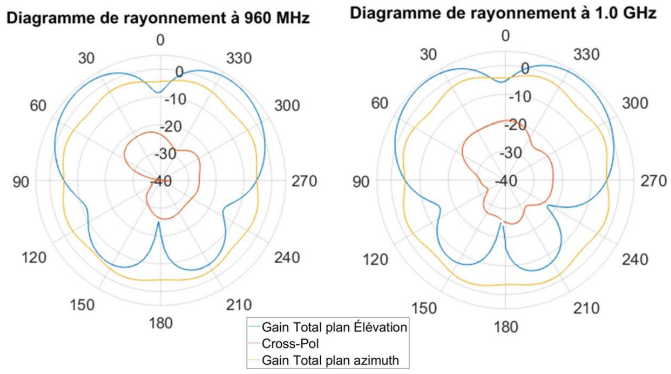


Figure 3.29 Mesure du Gain Réalisé en dB dans le plan élévation et azimut de l'antenne disposé sur un plan de masse carré de dimension 30 cm x 30 cm (λxλ)

3.4 Discussion sur le gain et géométrie compacte à profil bas

L'antenne étant conçue pour fonctionner avec un SDR (*software defined radio*), l'amélioration du gain pour les différents systèmes pourra s'opérer directement dans le récepteur. En effet, les normes aéronautiques ont été rédigées dans les années 1960. À cette époque les récepteurs n'étaient pas aussi performants que maintenant c'est pourquoi les niveaux de gain

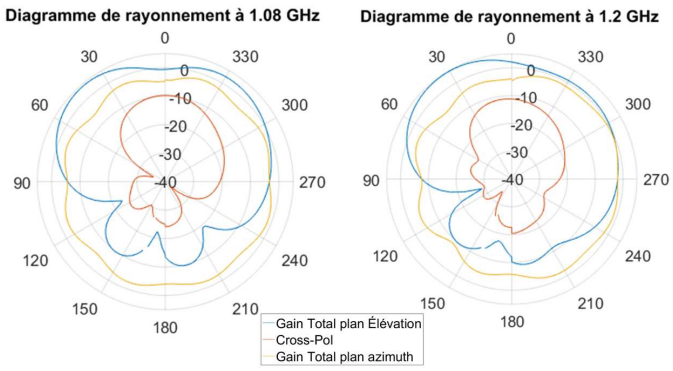


Figure 3.30 Mesure du Gain Réalisé en dB dans le plan élévation et azimut de l'antenne disposé sur un plan de masse carré de dimension 30 cm x 30 cm (λxλ)

demandés pour l'antenne sont élevés. De plus, il est possible de certifier un système ayant un léger décalage avec les normes aéronautiques si celui-ci atteint des performances semblables à des systèmes actuels et permet le fonctionnement normal des systèmes à bord de l'avion. Lors des tests réels en vol, les performances du système seront comparées au système avionique actuel ce qui nous permettra de valider ou non la certification du système Antenne/SDR.

CHAPITRE 4 ANTENNE À BOUCLES DE COURANT MAGNÉTIQUE MULTI-STANDARDS À PROFIL BAS

Dans le chapitre précédent nous avons proposé une antenne à polarisation verticale de géométrie compacte et à profil bas, ayant une largeur de 0.63λ et une hauteur de $\lambda/30$. Cette antenne est large bande, avec un TOS $\leq$2 sur la bande 960-1215 MHz et possède un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal et de type monopôle dans le plan d'élévation. Elle respecte les standards des systèmes avioniques DME, TCAS, ADS-B en terme de TOS. Un décalage avec les normes en terme de gain a été observé. Comme expliqué dans le chapitre 3, pour ce modèle d'antenne à géométrie compacte et profil bas le gain ne peut être amélioré sans détériorer les performances fréquentielles.

Le but de ce chapitre sera de développer une antenne dont les performances en terme de gain sont améliorées par rapport à l'antenne présentée dans le chapitre précédent dont la géométrie est donnée dans le Tableau 3.7 et dans la Figure 3.23. L'antenne doit être multi-standard DME/TCAS/ADS-B, à polarisation verticale, large bande et garder une géométrie à profil bas. Ce développement sera basé sur la théorie des boucles de courant magnétique placées au dessus d'un plan de masse conducteur. Nous montrerons à l'aide d'un modèle théorique développé grâce aux équations de champs en zone en lointaine comment la directivité dans le plan élévation $\theta = (60^{\circ} - 90^{\circ})$ d'un système rayonnant formé de deux boucles de courant magnétique peut-être supérieure à la directivité d'un monopôle $\lambda/4$ placé sur le même plan de masse. Ce modèle théorique sera ensuite validé par un modèle de simulation dans Feko dont la méthode de simulation par méthode des moments nous permet d'utiliser des sources de tensions paramétrables en magnitude et en phase. Enfin, le modèle de l'antenne sera simulée dans HFSS. Ce design sera basé sur les travaux présentés dans [26], [27] et [28] proposant des modèles d'antennes fondées sur la théorie des boucles de courant magnétique.

4.1 Modèle des boucles de courant magnétique

4.1.1 Expression du champ électrique en zone lointaine

4.1.1.1 Champ électrique d'une boucle de courant magnétique

Le champ électrique rayonné en zone lointaine par une boucle de courant électrique infinitésimale est équivalent au champ rayonné par un dipôle magnétique [36] et [37].

Si deux antennes sont duales, il est possible d'obtenir exactement les champs de l'une en

connaissant les champs de sa duale. Ainsi, à partir du dipôle électrique nous pouvons pour des longueurs infinitésimales approximer en zone lointaine le champ électrique d'une boucle de courant magnétique infinitésimale.

Le champ électrique en zone lointaine pour une boucle de courant électrique infinitésimale basé sur l'équivalence avec le dipôle magnétique pour des longueurs infinitésimales [36] est le suivant :

$$E_r = E_\theta \approx 0 \tag{4.1}$$

$$E_\phi(\theta) = -jkI_m dl \sin(\theta)\frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \tag{4.2}$$

Avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ la constante de propagation, $\lambda = \dfrac{c}{f}$ la longueur d'onde, I_m le courant magnétique du dipôle magnétique équivalent, θ l'angle avec l'axe vertical du monopôle dans le plan élévation et r la distance au point d'observation en zone lointaine.

Lorsque les longueurs ne sont plus infinitésimales nous devons modifier l'expression de champ en zone lointaine de l'équation 4.2 et nous pouvons seulement parler de diagramme de rayonnement similaire en terme de dualité. On a alors les expressions suivante pour le champ électromagnétique 4.3 et 4.4 :

$$E_\phi(\theta) = ak\eta_0 I_m \mathcal{J}_1(ka\sin(\theta))\frac{e^{-jkr}}{2r} \tag{4.3}$$

$$H_\theta(\theta) = \frac{-E_\phi}{\eta_0} = -akI_m \mathcal{J}_1(ka\sin(\theta))\frac{e^{-jkr}}{2r} \tag{4.4}$$

Avec $\mathcal{J}_1$ la fonction de Bessel de premier ordre, $\eta_0 = 120\pi\ \Omega$ l'impédance en espace libre et, a le rayon de la boucle de courant tel que $r >> a$.

Ainsi en appliquant le principe de dualité, le champ électromagnétique pour une boucle de courant magnétique s'exprime suivant les formules suivantes 4.13 et 4.13 :

$$E_\theta(\theta) = akI_m \mathcal{J}_1(ka\sin(\theta))\frac{e^{-jkr}}{2r} \tag{4.5}$$

$$H_\phi(\theta) = ak\eta_0 I_m \mathcal{J}_1(ka\sin(\theta))\frac{e^{-jkr}}{2r} \tag{4.6}$$

4.1.1.2 Champ électrique pour deux boucles de courant magnétique concentriques

Pour deux boucles de courant magnétique concentriques respectivement de rayon a et b comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.1, le champ électrique en zone lointaine s'exprime comme la somme des champs des deux boucles tel que : $E_\theta(\theta) = E_{\theta,r=a}(\theta) + E_{\theta,r=b}(\theta)$

$$E_\theta(\theta) = k\left(I_{m,a}a\mathcal{J}_1(ka\sin(\theta)) + I_{m,b}b\mathcal{J}_1(kb\sin(\theta))\right)\frac{e^{-jkr}}{2r} \tag{4.7}$$

Le champ électrique pour deux boucles de courant magnétique concentriques varie donc comme la relation 4.8, avec $\mathcal{R} = \frac{I_{m,b}}{I_{m,a}}$ qui correspond au rapport des courant magnétique en terme de phase et d'amplitude [37] :

$$E \propto a\mathcal{J}_1(a\sin(\theta)) + \mathcal{R}b\mathcal{J}_1(kb\sin(\theta)) \tag{4.8}$$

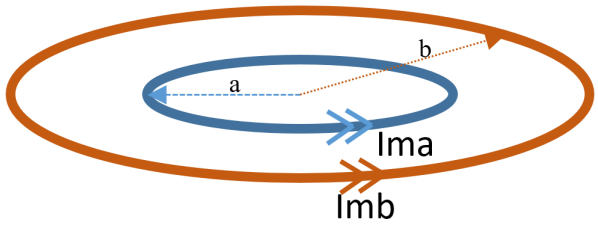


Figure 4.1 Boucles de courants concentriques

4.1.1.3 Champ électrique pour deux boucles de courant non concentriques au dessus d'un plan de masse

Nous allons maintenant exprimer le champ lorsque les deux boucles ne sont pas concentriques mais l'une au dessus de l'autre et situées respectivement à une hauteur h_a et h_b au dessus d'un plan de masse, comme on peut le voir sur la Figure 4.2.

Pour prendre en considération la présence du plan de masse dans les expressions du champ électrique 4.7 nous introduisons le facteur de réseau $2\cos(kh\cos(\theta))$, trouvé à l'aide de la théorie des images avec h la hauteur entre l'antenne et le plan de masse et θ l'angle avec l'axe z. Les expressions de champs pour chacune des boucles deviennent donc :

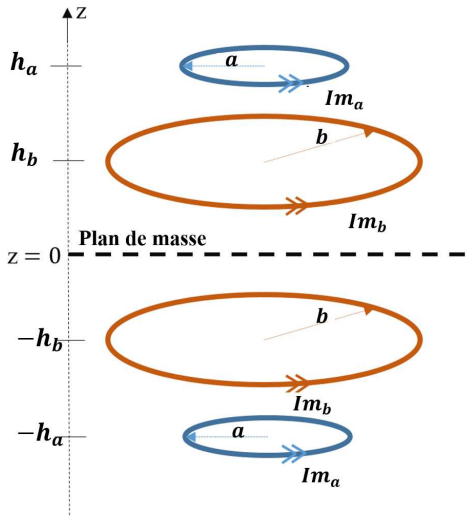


Figure 4.2 Boucles de courant magnétique au dessus d'un plan de masse (Théorie des images)

$$E_{\theta,a}(\theta) = kI_{m,a}a\mathcal{J}_1(ka\sin(\theta))\frac{e^{-jkr}}{r}\cos(kh_a\cos(\theta)) \tag{4.9}$$

$$E_{\theta,b}(\theta) = kI_{m,b}b\mathcal{J}_1(kb\sin(\theta))\frac{e^{-jkr}}{r}\cos(kh_b\cos(\theta)) \tag{4.10}$$

Le champ électrique en zone lointaine généré par les deux boucles au dessus d'un plan de masse est la somme des deux champs précédents tel que en zone lointaine le champ électrique varie comme l'expression 4.11 , avec $\mathcal{R} = \frac{I_{m,b}}{I_{m,a}}$:

$$E \propto a\mathcal{J}_1(ka\sin(\theta))\cos(kh_a\cos(\theta)) + \mathcal{R}b\mathcal{J}_1(kb\sin(\theta))\cos(kh_b\cos(\theta)) \tag{4.11}$$

4.1.2 Rapport des courant magnétique $\mathcal{R}$

4.1.2.1 Relation entre $\mathcal{R}$ et le champ lointain de chaque boucle

Tout d'abord, intéressons nous au rapport des champs électriques lointains générés par les deux boucles de courant magnétique. En utilisant les équations 4.9 et 4.10, nous avons :

$$\frac{E_{\theta,b}}{E_{\theta,a}}(\theta) = \frac{I_{m,b}}{I_{m,a}}\frac{b}{a}\frac{\mathcal{J}_1(kb\sin(\theta))}{\mathcal{J}_1(ka\sin(\theta))}\frac{\cos(kh_b\cos(\theta))}{\cos(kh_a\cos(\theta))} = \mathcal{R}.f(a,b,\theta) \tag{4.12}$$

Evalué en $\theta = 90^\circ$ ce rapport vaut, avec $\alpha = \frac{b}{a}\frac{J_1(kb)}{J_1(ka)}$:

$$\frac{E_{\theta,b}}{E_{\theta,a}}(\theta = 90^{\circ}) = \mathcal{R}\frac{b}{a}\frac{J_1(kb)}{J_1(ka)} = \alpha\mathcal{R} \tag{4.13}$$

L'expression précédente 4.13 peut s'écrire en terme de module et de phase :

$$\frac{\mid E_{\theta,b} \mid}{\mid E_{\theta,a} \mid} = \alpha \mid \mathcal{R} \mid$$

$$\Phi(E_{\phi,b}) - \Phi(E_{\phi,a}) = \Phi(\mathcal{R})$$

$$\boxed{\begin{cases} \mid \mathcal{R} \mid &= \frac{1}{\alpha}\frac{|E_{\theta,b}|}{|E_{\theta,a}|} \\ \\ \Phi(\mathcal{R}) &= \Phi(E_{\theta,b}) - \Phi(E_{\theta,a}) \end{cases}} \tag{4.14}$$

Les relations précédentes 4.14 permettent donc de relier $\mathcal{R}$ au champ électrique de chaque boucles en terme de module et phase lorsque $\theta = 90^{\circ}$. On utilisera cette définition de $\mathcal{R}$ dans la résolution qui suit, en se basant sur le fait que si la directivité est améliorée pour un angle $\theta = 90^{\circ}$ alors elle l'est pour des angles θ inférieures à 90°. En effet, pour ce type d'antenne la variation de la directivité en fonction de l'angle θ est décroissante à partir de l'angle correspondant au maximum de directivité. Si on se réfère à la Figure 3.14 du chapitre précédent montrant une vue en coupe du vecteur de Poynting on voit très bien que le maximum de rayonnement de l'antenne patch circulaire se situe pour des angles $0^{\circ} \leq \theta \leq 50^{\circ}$. Si on abaisse la direction de rayonnement de l'énergie vers des angles $\theta \geq 50^{\circ}$, alors le maximum de rayonnement va se retrouver dans l'intervalle $60^{\circ} - 90^{\circ}$, ce qui va se résulter en un amélioration de la directivité dans cette intervalle.

4.1.2.2 Relation entre $\mathcal{R}$ et la directivité

La directivité du système formé des deux boucles de courant magnétique de rayons a et b situées à des hauteurs h_a et h_b au-dessus d'un plan de masse infini à z=0 (Figure 4.2) se détermine [37] par la formule suivante 4.15. La moyenne du champ électrique *ave* est calculée pour des angles $0^{\circ} \leq \theta \leq 90^{\circ}$ en supposant qu'il n'y a pas de rayonnement sous le plan de masse soit pour $90^{\circ} \leq \theta \leq 180^{\circ}$

$$D = 10\log_{10}\left(\frac{\mid E_{\theta}^2 \mid}{ave(\mid E_{\theta}^2 \mid)}\right) \tag{4.15}$$

avec le champ électrique en zone lointaine variant comme l'équation 4.11.

Ainsi $\mathcal{R}$ correspondant au rapport des courant magnétique est un paramètre important car il permet directement de faire varier la directivité de l'élément rayonnant.
$\mathcal{R}$ est un paramètre "théorique" qui nous permet de répondre à notre problématique en prouvant qu'il est possible, pour des rapports de courant magnétique à déterminer, d'avoir une directivité supérieure à celle d'un monopôle $\lambda/4$ pour $\theta \in [60^{\circ}, 90^{\circ}]$.

Avec les outils de simulation à notre disposition le rapport de courant magnétique $\mathcal{R}$ ne peut être imposé physiquement. Il dépend essentiellement de la phase et de la magnitude des signaux appliqués à la source rayonnante comme nous allons le voir par la suite.

4.1.3 Modélisation algorithmique

Le modèle théorique revient à chercher les rapports de courant magnétique $\mathcal{R}$ permettant d'avoir une directivité supérieure à la directivité d'un monopôle $\lambda/4$. Mathématiquement le problème revient à trouver $\mathcal{R} \in \mathbb{C}$ tel que $\forall\ \theta \in [60^{\circ}, 90^{\circ}]$ et $(a, b, h_a, h_b) \in \mathbb{R}_+^*$ la relation 4.16 soit vérifiée

$$D_{2boucles}(\theta) = f(a, b, \mathcal{R}, h_a, h_b, \theta) \geq D_{\lambda/4}(\theta) \tag{4.16}$$

- $D_{2boucle}$: directivité correspondant aux deux boucles de courant magnétique situées au dessus d'un plan de masses infini en $z = 0$, exprimée par l'équation 4.15
- a : rayon de la boucle de courant située à une hauteur h_a du plan de masse tel que $a = n * \lambda$ avec $n \in \mathbb{R}_+^*$ et $\lambda = c/f$ la longueur d'onde à la fréquence souhaitée.
- b : rayon de la boucle de courant située à une hauteur h_b du plan de masse, b sera fixé à une valeur constante lors de la résolution.
- h_a et h_b : hauteur des boucles par rapport au plan de masse, valeurs fixées constantes lors de la résolution.
- $D_{\lambda/4}$: directivité correspondant à un monopôle $\lambda/4$ situé au dessus d'un plan de masse infini. Un monopôle $\lambda/4$ situé sur un plan de masse est équivalent à un dipôle $\lambda/2$ par la théorie des images, soit $D_{\lambda/4} = D_{\lambda/2} + 3$ dB avec $D_{\lambda/2} = 10\log\{1.64 sin^2(\theta)\}$

Un algorithme implémenté dans Matlab permet de retourner les couples solutions $(\mathcal{R}, a)$ pour lesquelles la relation 4.16 est vérifiée.

L'algorithme prend en entrée la fréquence de résolution f, le domaine de définition de résolution du problème θ, le rayon b, la hauteur h_a, la hauteur h_b, le domaine de variation de $\mathcal{R}$, le domaine de variation de n. Et retourne en sortie les couples solutions ($\mathcal{R}$,n) permettant d'avoir la directivité des deux boucles de courants supérieure à la directivité du monopôle $\lambda/4$. Pour simplifier le fonctionnement de l'algorithme on supposera que $\mathcal{R}$ est un réel qui s'exprime donc sous la forme $\mathcal{R} = \mid \mathcal{R} \mid e^{j\phi(\mathcal{R})}$ avec la phase de $\mathcal{R}$ égale à $\pm\pi$ ou 0. Les autres

solutions existantes pour la phase de $\mathcal{R}$ ne seront pas étudiées ici.

4.1.3.1 Résolution à fréquence fixe : 1080 MHz

Pour la configuration suivante qui sera justifiée par la suite : $f = 1080$ MHz, $\theta = 60° - 90°$, $b = 9.52$ cm, $h_a = 1.2$ cm, $h_b = 1$ cm, $\mathcal{R} \in$[-2 ;2], $n \in [0.1; 0.3]$ les solutions sont présentées dans la Figure 4.3. Par exemple on s'aperçoit que si $n = 0.1$ l'intervalle des valeurs solutions $\mathcal{R}$ est différent de celui pour $n = 0.22$ et pour $n = 0.3$. Ainsi le problème 4.16 admet des solutions qui dépendent essentiellement de la géométrie.

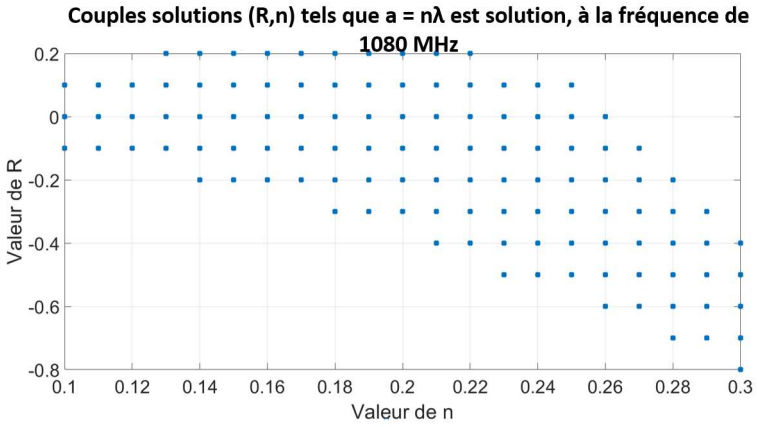


Figure 4.3 Solution du modèle théorique, couple ($\mathcal{R}$,$a = n\lambda$) à 1080 MHz

4.1.3.2 Résolution sur la bande 960-1215 MHz

On note λ_0 la longueur d'onde à 1080 MHz. Pour étudier le caractère large bande de la méthode on recherche les solutions $\mathcal{R}$ du problème 4.16 pour la configuration géométrique (b, h_a, h_b) précédente lorsque $\lambda = \lambda_0$ avec deux valeurs différentes de rayon a ($0.2\lambda_0$ et $0.3\lambda_0$). Les différents intervalles de $\mathcal{R}$ solution sur la bande de fréquence 960-1215 MHz est présentée à la Figure 4.4. On remarque que la dépendance géométrique du problème soulevée à 1080 MHz se reflète sur toute la bande de fréquence. Les solutions sont différentes pour les deux rayons sur toutes la bande de fréquence. En effet on remarque par exemple que pour $a = 0.2\lambda_0$ le rapport -0.3 est solution sur toute la bande de fréquence alors que pour $a = 0.3\lambda_0$ il est solution de 960 MHz à 990 MHz. Il faut donc choisir adéquatement le rapport de courant $\mathcal{R} = -0.3$ si l'on veut que la directivité des boucles de courants soit supérieure à la directivité du monopôle sur toute la bande de fréquence.

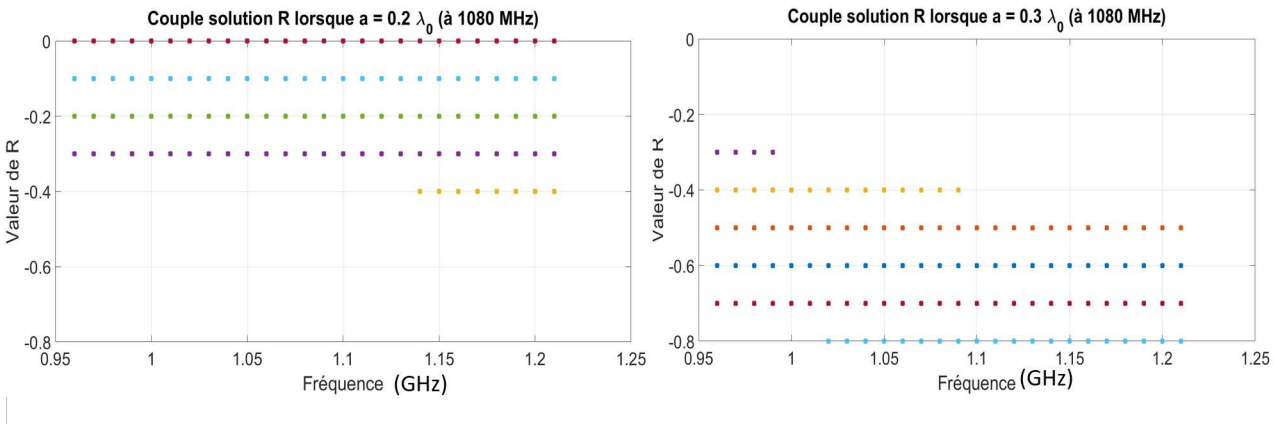


Figure 4.4 Rapport de courant $\mathcal{R}$ en fonction de la fréquence

4.1.4 Modélisation en simulation

Ainsi, le modèle théorique nous donne un ensemble de couple ($\mathcal{R}$,a) pour lesquels l'équation 4.16 est vérifiée. Pour valider la pertinence de ces couples solutions nous allons utiliser un modèle de simulation dans Feko tel qu'illustré dans cette sous-section. Le principal objectif de ce modèle de simulation sera d'exposer une méthode permettant de réaliser un rapport de courant $\mathcal{R}$ retourné par l'algorithme précédent.

Le modèle global des deux boucles de courants situées au-dessus d'un plan de masse peut se matérialiser comme dans la Figure 4.5 : deux disques de rayon a et b alimentés à leur centre par des sources de tensions V_a et V_b et situés au dessus d'un plan de masse en z=0 non visible sur la Figure 4.5. Le plan de masse utilisé correspond à un plan de masse conducteur circulaire de rayon R_{GRND} = 60 cm standard des normes aéronautique. Le plan de masse sera donc ici la seule différence entre le modèle de simulation et le modèle algorithmique, où la directivité était calculée pour un plan de masse considéré infini. Les effets de bords du champ électrique sur les bords de chaque disque conducteur permettent de faire l'équivalence entre ce modèle et le modèle des boucles de courant magnétique.

Lorsque la hauteur entre les deux boucles $h_a - h_b$ est très petite devant la longueur d'onde, le champ électrique en zone lointaine généré par le modèle de la Figure 4.5 peut être vu comme celui généré par deux boucles concentriques situées à une hauteur $h = h_a = h_b$ d'un plan de masse.

$\mathcal{R}$ correspond au rapport des courant magnétique des deux boucles et, est relié à la magnitude et phase des champs lointains de chaque boucles par les relations 4.14. Étant donnée que les magnitudes et les phases des champs lointains de chaque boucles dépendent des pa-

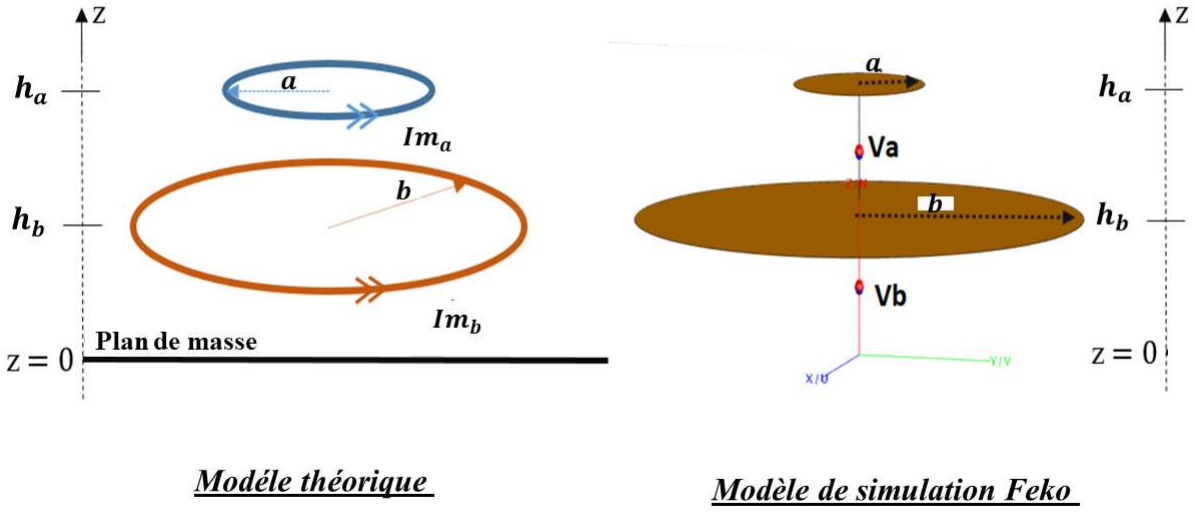


Figure 4.5 Modélisation physique de deux boucles de courant magnétiques

ramètres des sources de tension, nous pouvons dire que $\mathcal{R}$ est 'relié' aux sources de tension par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \mid \mathcal{R} \mid & = & f(\mid V_a \mid, \mid V_b \mid) \\ \\ \Phi(\mathcal{R}) & = & g(\Phi(V_a), \Phi(V_b)) \end{cases} \tag{4.17}$$

Ainsi, l'objectif est donc de choisir les magnitudes et phases des sources de tension pour pouvoir reproduire un rapport de courant $\mathcal{R}$ qui soit solution de 4.16. Pour ce faire il nous faut donc commencer par déterminer la magnitude et la phase du champ électrique de chaque boucle pour un rayon a et b fixe et pour $\theta = 90^{\circ}$, ce qui nous permettra de calculer la valeur de $\mathcal{R}$ correspondante.

Dans le modèle de simulation de la Figure 4.5 nous prenons, $b = 0.31\lambda$ et $h_b = \lambda/30$ ce qui correspond au rayon et à la hauteur de l'antenne DME du chapitre précédent. Nous prenons $h_a = \lambda/40$ tel que $h_a - h_b = \frac{3\lambda}{500} << \lambda$, les boucles de courants peuvent donc être considérées comme concentriques et situé sur un même plan. On choisit $n = 0.2$ soit $a = n\lambda = 0.2\lambda$ à 1080 MHz, fréquence centrale de notre bande d'application 960-1215 MHz.

Pour cette configuration géométrique à la fréquence de 1080 MHz, les solutions du modèle algorithmique sont présentés dans la Figure 4.3.

4.1.4.1 Magnitude et phase de la boucle de courant de rayon b en zone lointaine

À 1080 MHz, on commence donc par analyser le champ lointain du disque de rayon b alimenté par une source de tension $V_b(1\text{V}; 0^\circ)$ et situé à une hauteur h_b du plan de masse situé en z=0, en se référant au modèle de la Figure 4.5. Le disque de rayon a situé au dessus du disque de rayon b est lui court-circuité. On relève l'amplitude et la phase du champ lointain lorsque $\theta = 90°$, on a $\mid E_{\theta,b} \mid = 100$ mV/m et $\Phi(E_{\theta,b}) = 3.34^\circ$.

4.1.4.2 Magnitude et phase du champ de la boucle de courant de rayon a en zone lointaine

Puis on analyse à 1080 MHz le champ lointain du disque de rayon a alimenté par une source de tension $V_a(1\text{V}; 0^\circ)$ et situé à une hauteur h_a du plan de masse situé en z=0, en se référant au modèle de la Figure 4.5. Le disque de rayon b est lui court-circuité.

On relève l'amplitude et la phase du champ lointain lorsque $\theta = 90°$, on a $\mid E_{\theta,a} \mid = 158$ mV/m et, $\Phi(E_{\theta,a}) = 2.75^\circ$.

4.1.4.3 Valeur de $\mathcal{R}$ correspondante

En se servant des formules de 4.14 nous pouvons calculer les valeurs de $\mid \mathcal{R} \mid$ et de $\Phi(\mathcal{R})$ correspondantes pour les caractéristiques suivantes :

Tableau 4.1 Valeurs du modèle de simulation pour le calcul de $\mathcal{R}$

θ	$\mid V_{a,b} \mid$	$\Phi(V_{a,b})$	$\mid E_{\theta,b} \mid$	$\mid E_{\theta,a} \mid$	$\Phi(E_{\theta,b})$	$\Phi(E_{\theta,a})$
90°	1 V	0°	100 mV/m	158 mV/m	3.34°	2.75°

Avec $a = 0.2\lambda$ à 1080 MHz et $b = 9.52$ cm, on trouve $\alpha = \frac{b}{a}\frac{\mathcal{J}_1(kb)}{\mathcal{J}_1(ka)} = 1.8838$ ce qui correspond à

$$\mid \mathcal{R} \mid = \frac{1}{\alpha}\frac{\mid E_b \mid}{\mid E_a \mid} = 1.8838 * \frac{100}{158} = 0.33598 \tag{4.18}$$

$$\tag{4.19}$$

$$\Phi(\mathcal{R}) = \Phi(E_b) - \Phi(E_a) = 0.59^\circ \tag{4.20}$$

On remarque d'après les solutions du modèle algorithmique de la Figure 4.3 que lorsque $a = 0.2\lambda$ à 1080 MHz, $\mathcal{R} = 0.33598$ n'est pas solution. Par contre $\mathcal{R} = -0.3$ est solution tel que $\mid \mathcal{R} \mid = 0.3$ et $\Phi(\mathcal{R}) = 180^{\circ}$.

Nous allons donc ajuster la magnitude et la phase des sources de tension V_a et V_b pour réaliser le rapport de courant voulu de $\mathcal{R} = -0.3$ à la fréquence de 1080 MHz.

4.1.4.4 Ajustement de la magnitude des sources de tensions pour avoir $\mid \mathcal{R} \mid = 0.3$

Lorsque les deux sources sont à 1V, nous avons le résultat 4.18. Nous faisons le choix de fixer la magnitude de la source de tension V_b à 1V et d'ajuster la source de tension V_a pour avoir $\mid \mathcal{R} \mid = 0.3$. Ceci correspond donc à ajuster la source V_a pour avoir :

$$\mid E_a \mid = \frac{1}{\alpha} \frac{\mid E_b \mid}{\mid \mathcal{R} \mid} = 1.8838 * \frac{100 \text{ mV/m}}{0.3} = 176 \text{ mV/m} \tag{4.21}$$

En ajustant la source de tension V_a tel que $V_a(1.11\text{V}; 0^{\circ})$ la magnitude du champ lointain pour le disque de rayon a est de 176 mV/m à $\theta = 90^{\circ}$ lorsque le disque de rayon b est court-circuité, comme on peut le voir sur le résultat de simulation Figure 4.6.

4.1.4.5 Ajustement de la phase des sources de tensions pour avoir $\Phi(\mathcal{R}) = 180^{\circ}$

En ajustant la phase de la source de tension V_a tel que $V_a(1.11\text{V}; -33^{\circ})$ la phase du champ lointain pour le disque de rayon a est de -30.3° à $\theta = 90^{\circ}$ lorsque le disque de rayon b est court-circuité, comme on peut le voir sur le résultat de simulation Figure 4.6.

Ensuite,en ajustant la phase de la source de tension V_b tel que $V_b(1V; 147^{\circ})$ la phase du champ lointain pour le disque de rayon b est de 150° à $\theta = 90^{\circ}$ lorsque le disque de rayon a est court-circuité, comme on peut le voir sur le résultat de simulation Figure 4.7.

On a donc $\Phi(\mathcal{R}) = \Phi(E_b) - \Phi(E_a) = 150^{\circ} - (-30.3)^{\circ} = 180^{\circ}$. Ainsi, avec les sources de tension ajustées $V_b(1\text{V}; 147^{\circ})$ et $V_a(1.11\text{V}; -33^{\circ})$ nous avons la phase souhaitée. Le choix des valeurs de phases appliquées aux sources de tension est 'arbitraire', il faut juste s'assurer que leur différence soit égale à 180°.

4.1.5 Étude de la directivité à la fréquence de 1080 MHz

Dans cette sous-section, nous étudions dans Feko la directivité à 1080 MHz de l'antenne illustrée à la Figure 4.5 composée des deux disques de rayon $a = 0.2\lambda$, $b = 0.31\lambda$, situés à

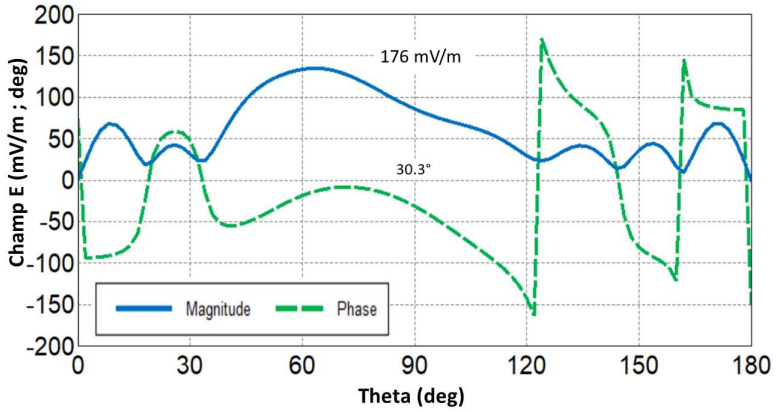


Figure 4.6 Magnitude et phase du champ électrique en zone lointaine boucle de rayon a

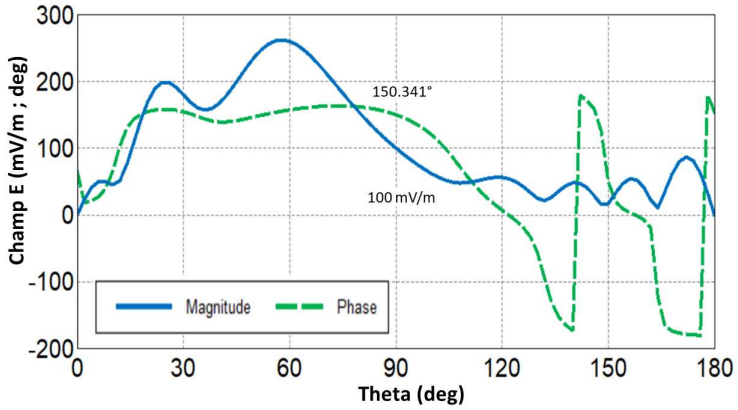


Figure 4.7 Magnitude et phase du champ électrique en zone lointaine boucle de rayon b

des hauteurs respectives $h_a = \lambda/40$ et $h_b = \lambda/30$ au-dessus d'un plan de masse conducteur circulaire de diamètre 1.2 mètre, avec les sources de tensions $V_a(1.11\text{V}; -33^\circ)$ et $V_b(1\text{V}; 147^\circ)$. Nous effectuons une comparaison avec la directivité de la même antenne possédant les mêmes paramètres géométriques mais dont les sources de tensions sont non ajustées tels que $V_a = V_b = (1\text{V}; 0^\circ)$. Nous comparons ensuite ces directivités à la directivité d'une antenne monopôle $\lambda/4$ placée sur le même plan de masse.

Pour $\theta \in [61^\circ, 90^\circ]$, d'après la Figure 4.8, nous pouvons voir que la directivité de l'antenne est supérieure à celle du monopôle lorsque les sources de tensions sont ajustées et, inférieure lorsqu'elles ne le sont pas. En effet, à 65° la directivité de l'antenne avec sources de tensions modifiées est de 5.56 dBi tandis qu'elle est de 4.98 dBi pour le monopôle et de 4.95 dBi pour l'antenne avec sources non modifiées. À 90°, la directivité de l'antenne avec sources de tensions modifiées est de 0.5 dBi tandis qu'elle est de -1.08 dBi pour le monopôle et de -2.1

dBi pour l'antenne avec sources non modifiées.

On a donc prouvé avec cette simulation la théorie selon laquelle, deux boucles de courant magnétique dont le rapport de courants $\mathcal{R}$ est correctement ajusté possède une directivité supérieure à celle d'un monopôle $\lambda/4$ pour $\theta \in [60^{\circ}, 90^{\circ}]$ à la fréquence de 1080 MHz.

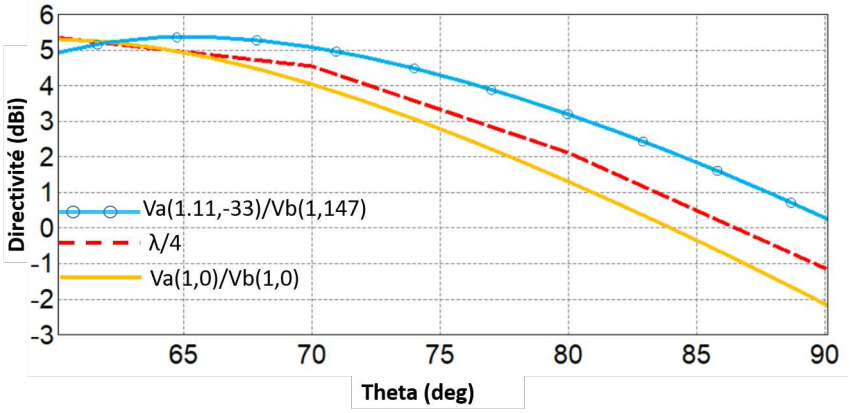


Figure 4.8 Directivité dans le plan élévation boucle de courant et monopôle $\lambda/4$

4.1.6 Étude de la directivité sur la bande de fréquence 960-1215 MHz

On note dans la suite λ_0 la longueur d'onde à 1080 MHz. Nous étudions dans cette sous-section la variation de cette directivité sur la bande de fréquence d'intérêt du DME (960-1215 MHz) en effectuant les mêmes comparaisons que précédemment, lorsque les paramètres géométriques sont fixés pour $\lambda = \lambda_0$. Nous regardons cette variation pour un angle $\theta = 90°$, car pour notre application aéronautique le système DME requiert un gain maximal à l'horizon. D'après les résultats de simulation présentés dans la Figure 4.9, nous voyons que sur l'ensemble de la plage de fréquence la directivité de l'antenne avec sources de courants ajustées est supérieure à la directivité du monopôle et de l'antenne avec sources non ajustées. Sur l'ensemble de la plage de fréquence la directivité de l'antenne avec source non ajustée est inférieure à la directivité du monopôle. Ainsi, réaliser un rapport de courant magnétique $\mathcal{R}$ permettant d'avoir une directivité supérieure au monopôle à la fréquence de 1080 MHz, est pour cette géométrie d'antenne valable sur toute la bande de fréquence 960-1215 MHz. Ceci vient confirmer les résultats de l'algorithme de la Figure 4.4 lorsque $a = 0.2\lambda_0$ (1080 MHz) où l'on remarque que le rapport de courant $\mathcal{R}$ est solution sur toute la bande de fréquence.

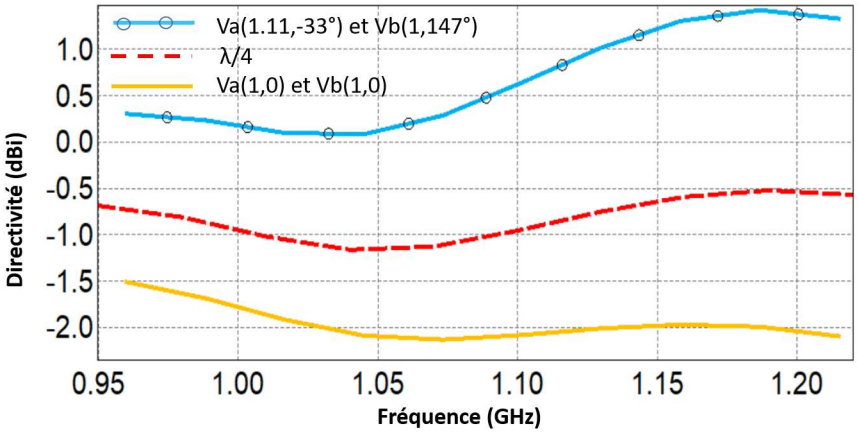


Figure 4.9 Directivité à $\theta = 90°$ sur la bande 960-1215 MHz lorsque $a = 0.2\lambda_0$

4.1.6.1 Étude du caractère large bande de la méthode en fonction de la géométrie

Nous avons précédemment vu d'après le modèle algorithmique dans la sous-section 4.1.3.2 que le caractère large bande de la méthode dépendait essentiellement de la géométrie. Nous allons tenter d'illustrer cette propriété grâce à notre modèle de simulation. Pour étudier le caractère "large bande" de cette méthode nous faisons le même travail que précédemment mais avec une géométrie d'antenne dans laquelle nous avons modifié le rayon a. Nous avons les paramètres $a^{'} = 0.3\lambda_0$, $b^{'} = 0.31\lambda_0$, $h_a = \lambda_0/40$ et $h_b = \lambda_0/30$. Les sources de tensions sont ajustées à $V_{a'} = (2.35\text{V}; 178°)$ et $V_{b'} = (1\text{V}; -3.3°)$ pour réaliser le même rapport de -0.3 utilisé pour $a = 0.2\lambda_0$. Nous comparons la directivité de cette antenne à la directivité de l'antenne précédente (source de tension V_a et V_b) et celle du monopôle. D'après la simulation Figure 4.10, la directivité de l'antenne sources $V_{a'}$ et $V_{b'}$ est inférieure à celle du monopôle $\lambda/4$ sur toute la bande de fréquence. Ceci vient confirmer les résultats de l'algorithme de la Figure 4.4 lorsque $a = 0.3\lambda_0$ où l'on remarque que le rapport de courant magnétique $\mathcal{R} = -0.3$ n'est pas solution sur l'entière bande de fréquence. Ainsi, pour que la directivité de l'antenne soit supérieure à celle d'un monopôle $\lambda/4$, il faut choisir un rapport de courant qui soit solution du modèle algorithmique sur toute la bande de fréquence lorsque le rayon a est fixé, ici le rapport correspondant aux sources de tension $V_a(1.11\text{V}; -33^{\circ})$ et $V_b(1\text{V}; 147^{\circ})$.

4.2 Modèle d'antenne EMLA

Nous avons montré que lorsque le rapport de courant $\mathcal{R}$ de deux boucles de courant magnétique situées au dessus d'un plan de masse est correctement ajusté, il est possible

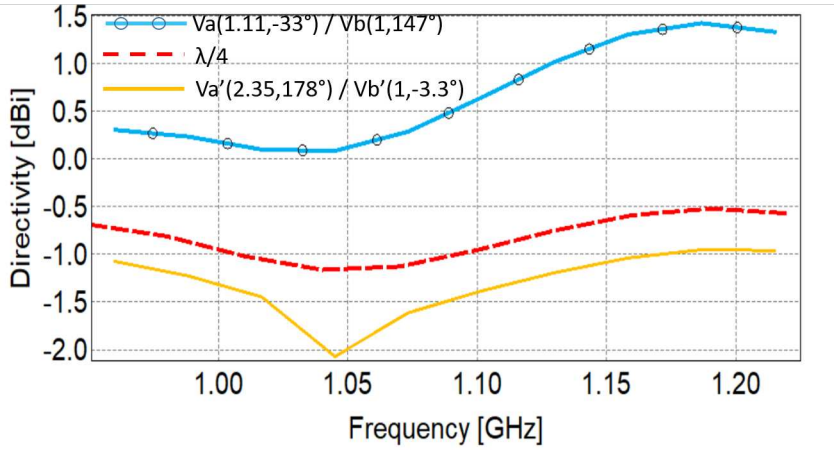


Figure 4.10 Directivité sur la bande 960-1215 MHz dans le plan élévation pour $\theta = 90°$

d'avoir une directivité supérieure à la directivité d'un monopôle $\lambda/4$. Il s'agit maintenant de concevoir une architecture d'antenne basée sur ce concept.

Précédemment dans notre modèle de simulation Feko de la Figure 4.5, les deux boucles de courant magnétique équivalent étaient générées par deux disques conducteurs séparés d'une hauteur $h << \lambda$. Le rapport de courant $\mathcal{R}$ était contrôlé par les sources de tensions appliquées à ces deux disques. Or, il s'agit d'alimentations idéales dont la magnitude et la phase ont été ajustées avec précision, ceci est difficilement réalisable dans la réalité, et sur une large bande de fréquence. Dans un design d'antenne basée sur le concept de boucles de courants, le rapport $\mathcal{R}$ est contrôlé par la géométrie et le couplage entre les deux disques conducteurs.

L'équivalence de la Figure 4.5 a été rendue possible en considérant que les effets de bords du champ électrique sur les bords des deux disques formaient deux boucles de courant magnétique. La hauteur h étant inférieure à la longueur d'onde on pouvait parler de boucles concentriques. Nous allons ici tenter d'appliquer cette même idée au modèle de l'antenne patch circulaire multi-standard du chapitre précédent.

4.2.1 Performances à atteindre

L'antenne que nous allons concevoir doit être multi-standards pour les mêmes systèmes que le chapitre précédent à savoir le DME, le TCAS et l'ADS-B. L'antenne à polarisation verticale, doit posséder une géométrie à profil bas, doit posséder un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal et doit atteindre en terme de TOS et de gain les performances fixées par les standards aéronautiques. Les performances en terme de TOS sont regroupées dans le Tableau 3.1, en terme de gain dans le plan élévation dans le Tableau

3.2 et dans le plan azimutal dans le Tableau 3.3.

4.2.2 Architecture de l'antenne

4.2.2.1 Équivalence avec les boucles de courant magnétique

Les effets de bords du champ électrique sur les bords de l'antenne patch circulaire du chapitre 3 précédent, forment une boucle de courant magnétique au dessus d'un plan de masse, comme on peut le voir sur la Figure 4.11.

Si l'on rajoute un anneau conducteur autour du patch circulaire séparé par un gap, on peut alors former deux boucles de courant magnétique concentriques, comme on peut le voir sur la Figure 4.12. La boucle centrale correspond au champ électrique dans la fente entre le patch circulaire et l'anneau extérieure. La boucle extérieure correspond aux effet de bords du champ électrique sur les bords de l'anneau. On retrouve alors le modèle des deux boucles de courant magnétique concentriques au dessus d'un plan de masse présenté dans l'étude Feko de la Figure 4.5 avec $h_a - h_b = 0$.

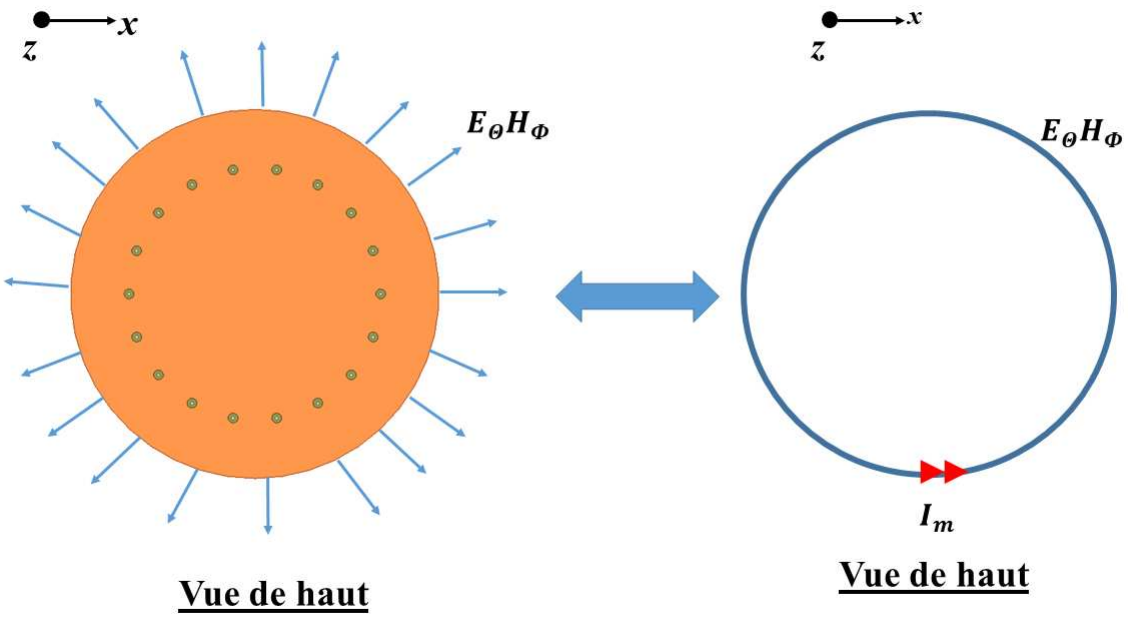


Figure 4.11 Equivalence de l'antenne du chapitre 3 avec le modèle de boucle de courant magnétique (plan de masse en $z = 0$ non visible)

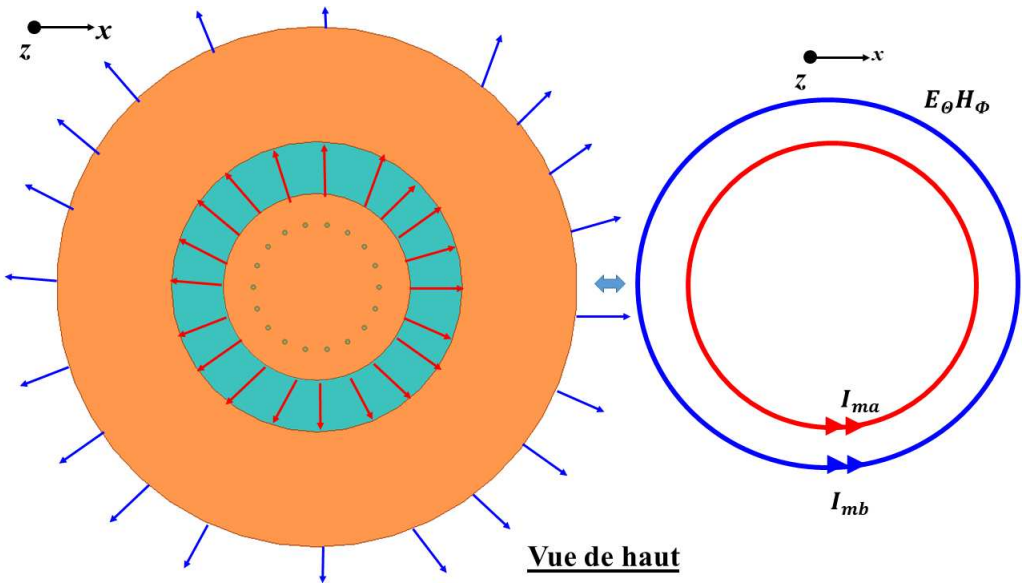


Figure 4.12 Equivalence entre l'antenne et le modèle de boucles de courant magnétique (plan de masse en $z = 0$ non visible). La boucle de courant en bleu n'est pas mise à l'échelle.

4.2.2.2 Géométrie de l'antenne

La géométrie de l'antenne est telle que représentée sur la Figure 4.13. On retrouve les paramètres géométriques de l'antenne patch circulaire du chapitre précédent à savoir le rayon du disque conducteur central R_a, le nombre de vias N, la distance des vias au centre R_{pin}, le diamètre des vias pin_{dia}, le rayon du plan de masse R_{GRND} (non visible sur la Figure 4.13), l'épaisseur du substrat Rexolite h_{1422} et l'épaisseur du substrat Rogers 5880 h_{5880}. Une étude paramétrique détaillée de l'impact de ces paramètres géométriques sur la réponse fréquentielle et le gain de l'antenne a déjà effectuée précédemment et ne sera donc pas refaite ici, on rappellera juste le principale comportement.

L'ajout de l'anneau circulaire autour de l'antenne patch introduit deux nouveaux paramètres géométriques, le rayon de l'anneau R_b et, *gap* qui correspond à la fente entre le disque et l'anneau conducteur. L'anneau est situé à la même hauteur que le patch, et le rayon du substrat R_{sub} est prolongé jusque l'extrémité de l'anneau soit $R_{sub} = R_b$.

4.2.2.3 Choix d'une géométrie à profil bas

Pour garder une géométrie à profil bas dans la bande de fréquence 960-1215 MHz, nous faisons le choix de garder la même hauteur que l'antenne du chapitre 3 à savoir $h = 1$ cm avec $h_{1422} = 8.43$ mm et $h_{5880} = 1.57$ mm. Ceci permettra d'effectuer une comparaison des performances entre les deux antennes.

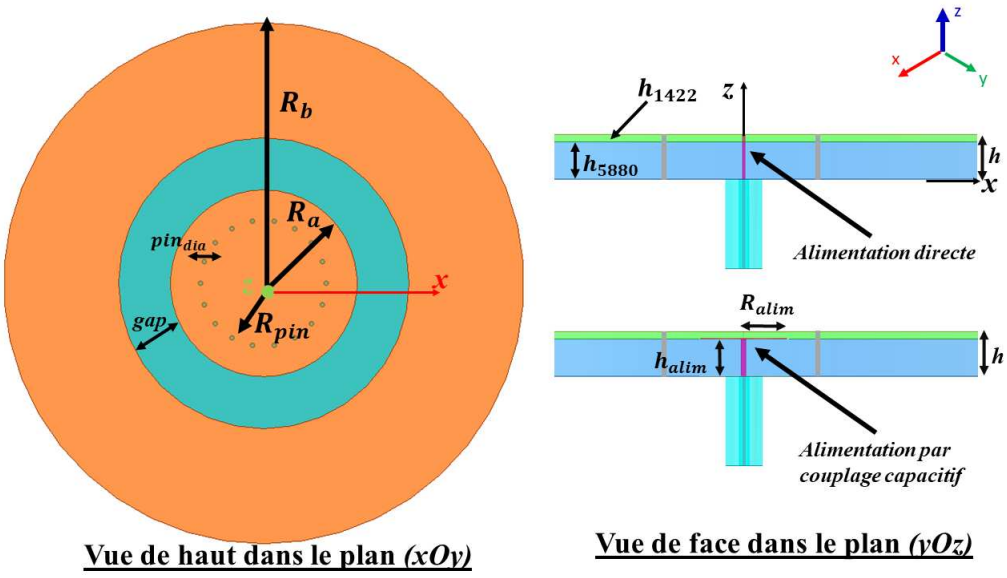


Figure 4.13 Géométrie de l'antenne EMLA (plan de masse en $z = 0$ non visible)

4.3 Conception de l'antenne EMLA multi-standard à profil bas

Nous allons donc concevoir l'antenne EMLA dont la géométrie est représentée sur la figure 4.13. Nous commencerons par utiliser une alimentation de type 'direct' dans laquelle le conducteur centrale du connecteur SMA alimente le disque de rayon R_a en son centre.

4.3.1 Relation entre paramètres géométriques et performances

4.3.1.1 Performance fréquentielle

Le modèle de cavité résonante utilisée dans le chapitre précédent à permis de relier les fréquences de résonances des modes TM_{01} et TM_{02} au paramètres géométriques de l'antenne patch circulaire. L'ajout d'un anneau circulaire permet d'exciter un troisième mode dans la structure, il s'agit d'un autre mode TM_{03}. Ainsi pour atteindre une large bande passante de 960-1215 MHz, nous allons ajuster la fréquence de résonance de ces trois modes à l'aide des paramètres géométriques de l'antenne dont nous commençons par rappeler les relations suivantes :

- Diamètre et nombre vias : La fréquence de résonance du mode TM_{01} s'exprime selon la formule suivante 4.22

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.22}$$

L'inductance L est reliée directement au diamètre et au nombre N de vias. Si le nombre de

vias N ou le diamètre augmente, l'inductance L dimimue et donc la fréquence de résonance augmente.

- Rayon R_a : Le rayon du patch R_a est relié à la fréquence de résonance du mode TM_{02} par la formule suivante

$$f_{02,a} = \frac{c * 3.83171}{2\pi R_a \sqrt{\epsilon_r}} \tag{4.23}$$

- Rayon R_b : Le rayon de l'anneau extérieure R_b est relié à la fréquence de résonance du mode TM_{03} par la formule suivante

$$f_{03,b} = \frac{c * 7.015}{2\pi R_b \sqrt{\epsilon_r}} \tag{4.24}$$

On va donc ajuster les paramètres géométriques pour fixer f_{01} comme la fréquence de résonance basse et $f_{02,a}$ comme la fréquence de résonance haute de notre structure. Ainsi la limite inférieure de notre bande de fréquence à savoir 960 MHz sera ajustée à l'aide des paramètres N et pin_{dia}, et la limite supérieure de notre bande de fréquence, à savoir 1215 MHz, sera fixée par le rayon du patch R_a. La fréquence de résonance $f_{03,b}$ doit elle se trouver dans la bande 960-1215 MHz et sera ajustée à l'aide de R_b.

Ainsi des ordres de grandeurs pour R_a et R_b sont : $R_a \approx 10cm$ et $19cm < R_b < 24cm$.

4.3.1.2 Performance en gain

Le modèle de cette antenne est équivalent à deux boucles de courant magnétique de rayon R_a et R_b dont le champ électrique en zone lointaine s'exprime par les relation 4.11 avec $h_a = h_b$. La directivité de ce modèle s'exprime en fonction de la formule 4.15, et nous voyons qu'elle dépend entre autre des deux rayons R_a et R_b. Ainsi maximiser la directivité de ce modèle revient à trouver des valeurs de rayons optimales. Or, nous avons vu précédemment que ces deux rayons étaient directement liés aux comportement fréquentiel de l'antenne. Étant donné que le rayon R_a fixe directement la limite supérieure de notre bande de fréquence nous ne pouvons pas le modifier sans impacter nos performances fréquentielles. Ainsi, une bonne optimisation devra être faite sur le paramètre R_b pour permettre de maximiser la directivité (et donc le gain) tout en respectant les performances fréquentielles. Le couplage entre les deux cercles qui correspond au paramètre géométrique *gap* a aussi un impact sur le TOS et le gain.

4.3.1.3 Étude de la directivité

Le paramètre $\mathcal{R}$ correspondant au rapport de courant magnétique est donc ici entre autre contrôlé par le rayon R_b et le couplage entre les deux cercles.

Pour voir l'impact de ces paramètres sur la directivité, nous utilisons un modèle d'antenne simple tel que représenté sur la figure 4.14 en travaillant dans la bande de fréquence (960-1215) MHz. Un patch circulaire conducteur de rayon R_a est alimenté à son centre par le conducteur d'un connecteur SMA. Un anneau extérieure conducteur de rayon R_b est séparé par un espacement *gap* du patch de rayon R_a. Ils sont placés à une hauteur de 1 cm du plan de masse conducteur circulaire de rayon $R_{GRND} = 60$ cm (non montré sur la Figure 4.14). Les substrats utilisés sont le Rogers 5880 et le Rexolite 1422 dont les épaisseur sont respectivement $h_{1422} = 8.43$ mm et $h_{5880} = 1.57$ mm.

Ce modèle ne comporte pas de vias, car on suppose que les vias ont un impact négligeable sur la directivité comparé à R_a et R_b. Ainsi on ne se préoccupe pas dans cette simulation de la fréquence de résonance basse de notre structure.

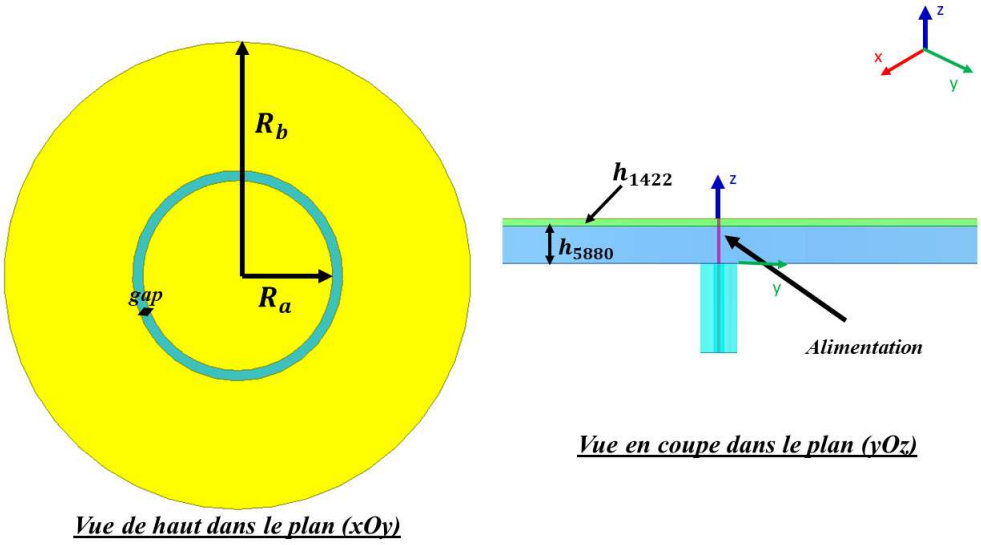


Figure 4.14 Modèle de simulation pour l'étude de la directivité

Rayon R_b et *gap* : Nous étudions la variation de la directivité dans le plan élévation $\theta = 90°$ et $\phi = 0°$ en fonction du rayon R_b variant de 19 cm à 25 cm ce qui correspond à $f_{03,b} = (960 - 1215)$ MHz, lorsque le rayon $R_a = 10$ cm ce qui correspond à $f_{02,a} = 1215$ MHz et le gap fixé à 1 cm.

Pour trois fréquences dans la bande d'intérêt à savoir 960 MHz, 1080 MHz et 1215 MHz,

nous voyons dans la Figure 4.15 que la variation de la directivité n'est pas importante pour des valeurs de R_b comprises entre 21 cm et 23 cm. On remarque que à partir de $R_b = 23$ cm, la directivité chute progressivement pour chacune des fréquences. Ainsi pour maximiser la directivité à l'horizon, on privilégiera un rayon R_b tel que 21cm$< R_b <$ 23 cm, ce qui place la fréquence $f_{03,b}$ dans la bande 990-1090 MHz.

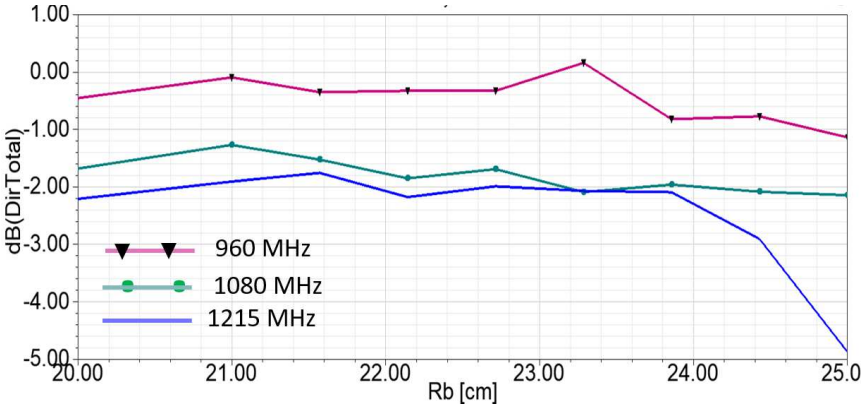


Figure 4.15 Variation de la directivité dans le plan élévation $\phi = 0°$ et $\theta = 90°$ en fonction de R_b

Nous allons maintenant étudier la variation de la directivité en fonction de l'espacement entre le patch et l'anneau correspondant à la variable *gap*. Pour cela nous fixons $R_a = 10$ cm et $R_b = 22$ cm. Nous remarquons d'après la Figure 4.16 que lorsque le gap augmente la directivité diminue, cette diminution est plus accentuée à haute fréquence. On peut voir à 960 MHz que la directivité diminue puis augmente à partir d'un gap de 3 cm. Pour un gap de 1.5 cm et de 3 cm la directivité à la même valeur de -0.6 dB. Alors que pour 1080 MHz et 1215 MHz, la directivité diminue lorsque le gap augmente. Pour un gap de 1.5 cm on a -1.5 dB et pour un gap de 3 cm on a - 3dB.

La variation du gap entraîne une modification du couplage entre les deux disques et donc une modification des performances en terme de TOS et en terme de gain. Ainsi lors du design, il faudra privilégier de petites valeurs pour le gap aux alentours de 1 cm pour maximiser la directivité et avoir une bonne adaptation comme nous allons le voir par la suite.

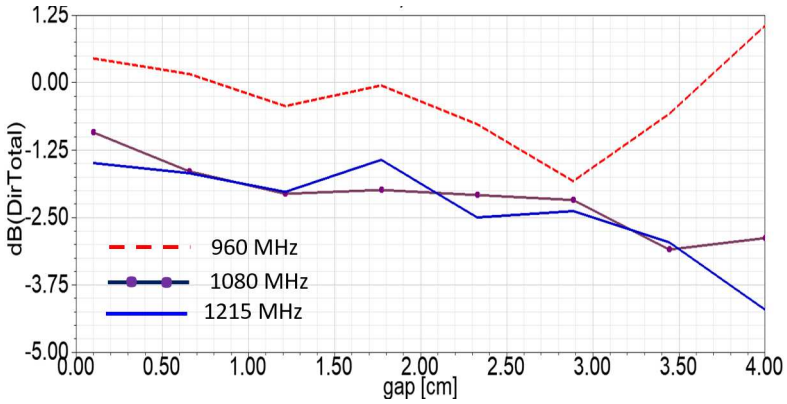


Figure 4.16 Variation de la directivité dans le plan élévation $\phi = 0°$ et $\theta = 90°$ en fonction de *gap*

4.3.2 Alimentation directe

L'étude paramétrique précédente sur le rayon R_b et le gap ainsi que celles effectuées dans le chapitre précédent sur le rayon R_a, le nombre N et le diamètre pin_{dia} des vias, et leur position R_{pin}, permettent de concevoir l'antenne EMLA large bande à profil bas.

Nous commençons donc le design de l'antenne par une alimentation de type direct, le conducteur du connecteur SMA de diamètre 1.27 mm est directement relié au centre du patch circulaire conducteur de rayon R_a, comme nous pouvons le voir dans la Figure 4.13.

La fréquence de résonance basse de notre structure telle que l'on ait $S_{11} \leq -9.5$ dB à 960 MHz, est ajustée par le nombre et le diamètre des vias.

La fréquence de résonance haute de notre structure tel que l'on ai TOS$\leq$ 9.5 dB à 1215 MHz, est ajustée par le rayon R_a.

L'adaptation est ajustée par R_{pin}, le gap et le rayon R_b.

On résume les paramètres géométriques dans le tableau suivant 4.2 :

Tableau 4.2 Paramètres géométriques de l'antenne à alimentation directe en mm

h	h_{5880}	h_{1422}	R_{sub}	R_{GRND}	R_a	N	pin_{dia}	R_{pin}	R_b	gap
10	1.575	8.425	240	600	90	18	1.2	65.6	240	10

Pour cette configuration nous avons les paramètres S de la Figure 4.17. On remarque que les standards pour le système DME sont respectés, $S_{11} \leq -9.5$ dB sur 960-1215 MHz. Les standards pour le TCAS ne sont pas respectés, nous avons $S_{11} > -14$dB sur la bande 1030-1090 MHz au lieu d'avoir $S_{11} \leq -13.9$ dB.

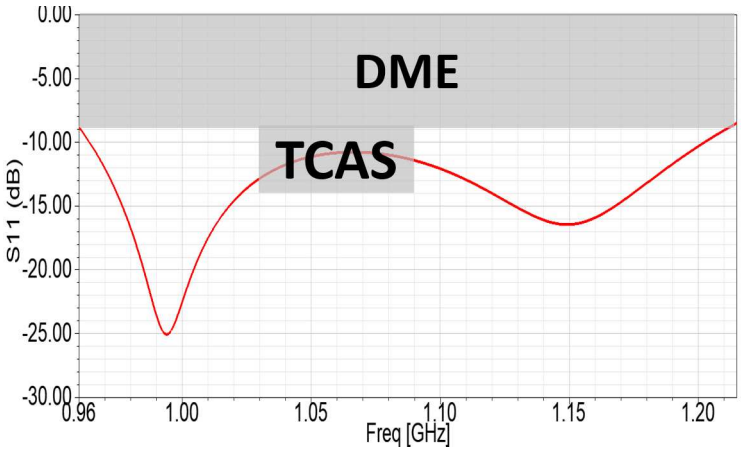


Figure 4.17 Paramètre S11 par alimentation directe

Pour améliorer l'adaptation, nous allons utiliser la même technique de modification de l'alimentation utilisée dans le chapitre précédent en utilisant une alimentation par couplage capacitif.

4.3.3 Alimentation par couplage capacitif

La modification de l'alimentation consiste en un patch circulaire de rayon R_{alim} situé à une hauteur de h_{alim} et alimenté en son centre par le conducteur du connecteur SMA, comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.13. Le bon ajustement de ces paramètres permet de modifier la capacité série de l'alimentation de l'antenne pour améliorer l'adaptation dans la bande 1030-1090 MHz. Les nouveaux paramètres géométriques de l'antenne sont présentés dans le Tableau 4.3 et ont été obtenus par analyse paramétrique en suivant la procédure introduite à la section 3.3.1.1 du chapitre précédent.

Tableau 4.3 Paramètres géométriques de l'antenne à couplage capacitif en mm

h	h_{5880}	h_{1422}	R_{sub}	R_{GRND}	R_a	N	pin_{dia}	R_{pin}	R_b	gap	R_{alim}	h_{alim}
10	1.575	8.425	221.77	600	89.6	16	1.883	63.4	221.77	10	8.35	8.425

La modification de l'alimentation permet d'améliorer l'adaptation pour atteindre les performances des systèmes DME, TCAS et ADS-B présents dans le Tableau 3.1. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.18, nous avons $S_{11} \leq -9.5$ dB sur la bande 960-1215 MHz, et $S_{11} \leq -13.9$ dB sur 990-1170 MHz

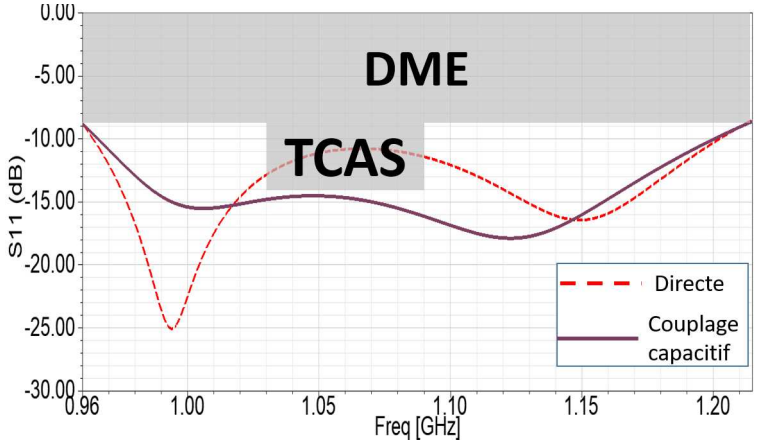


Figure 4.18 Paramètre S par alimentation directe et par couplage capacitif

Nous allons maintenant étudier la variation du gain de l'antenne EMLA sur la plage de fréquence 960-1215 MHz par comparaison au gain d'un monopôle $\lambda/4$ parfaitement conducteur placé sur le même plan de masse de rayon $R_{GRND} = 60$ cm. On peut tout d'abord voir sur la Figure 4.19 le diagramme de rayonnement de l'antenne à la fréquence centrale de 1080 MHz. Le diagramme de rayonnement est bien de type monopôle dans les plan E et H.

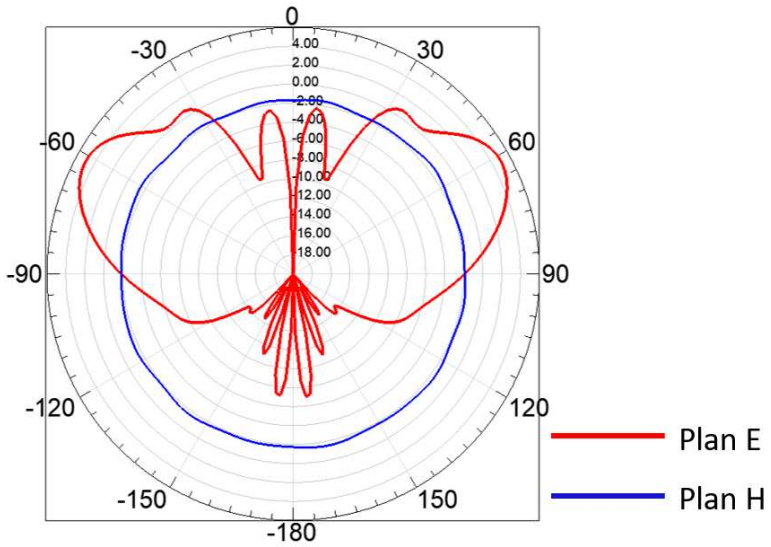


Figure 4.19 Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le Plan E et dans le Plan H à 1080 MHz (Gain en dB)

4.3.3.1 Gain système ADS-B Tx et Rx

Les performances en terme de gain pour le système ADS-B en réception et émission sont récapitulées dans les Tableaux 2.5 et 2.5. La performance en réception est la plus exigeante à respecter. La différence entre le gain du monopôle $\lambda/4$ et le gain de l'antenne doit être inférieure à 1 dB ($\Delta G \leq 1$ dB) à 1090 MHz $\pm$1MHz dans le plan élévation pour θ compris entre 60° et 105° et, dans le plan azimutal avec $\theta = 90°$ et ϕ variant de 0 à 360° (θ angle par rapport à l'axe z).

Dans les Figure 4.20 et 4.21 nous pouvons voir la variation du gain dans le plan élévation $\phi = 0°$ pour les angles $\theta = 60°, 70°, 80°$ et $\theta = 90°, 100°, 105°$ sur la plage de fréquence 1080-1100 MHz. On s'intéresse à la différence ΔG entre le gain du monopôle et le gain de l'antenne à la fréquence de 1090 MHz$\pm$1 MHz. Pour $\theta = 60°$ on a $\Delta G = 0.008$ dB, pour $\theta = 70°$ on a $\Delta G = 0.32$ dB et pour $\theta = 80°$ on a $\Delta G = 0.67$ dB. Pour $\theta = 90°$ on a $\Delta G = 0.81$ dB, pour $\theta = 100°$ on a $\Delta G = 0.83$ dB et pour $\theta = 105°$ on a $\Delta G = 0.80$ dB. Ainsi nous avons $\Delta G \leq 1$ dB pour θ compris entre 60° et 105°, les performances pour le système ADS-B dans le plan élévation sont donc atteintes.

Dans la Figure 4.22, nous pouvons voir la variation du gain dans le plan azimutal $\theta = 90°$ et ϕ variant de 0 à 360° à la fréquence de 1090 MHz. Sur 90% du domaine de définition de ϕ, la différence entre le gain du monopôle $\lambda/4$ et le gain de l'antenne est inférieure à 1 dB. En effet, seulement pour $\phi = 68°$ on a $1 < \Delta G = 1.15$ dB. Les performances pour le système ADS-B dans le plan azimutal sont donc atteintes. On remarque toutefois la présence d'oscillations qui sont le résultat des limites du modèle de simulation HFSS car on sait que pour le monopôle le gain est constant. Il y a donc une certaine marge d'erreur dans les valeurs de ΔG calculées.

4.3.3.2 Système DME

Les performances en terme de gain pour le système DME sont présentées dans le Tableau 2.2. La différence ΔG entre le gain du monopôle $\lambda/4$ et le gain de l'antenne doit être tel que ΔG$\leq$ 0dB sur l'ensemble de la bande de fréquence 960-1215 MHz dans le plan élévation $\phi = 0°$ et $\theta = 90°$. Nous avons vu dans le chapitre précédent que pour des antennes à géométrie compacte et à profil bas cette performance était quasi non atteignable. Et que, la norme du système DME à été rédigée dans les années 1960 et n'a pas été revue depuis pour prendre en compte la meilleure qualité et la meilleure sensibilité des récepteurs actuels.

Dans la Figure 4.23, nous pouvons voir la variation du gain dans le plan élévation à $\theta = 90°$ sur la bande de fréquence 960-1215 MHz. Le gain de l'antenne est supérieur au gain du

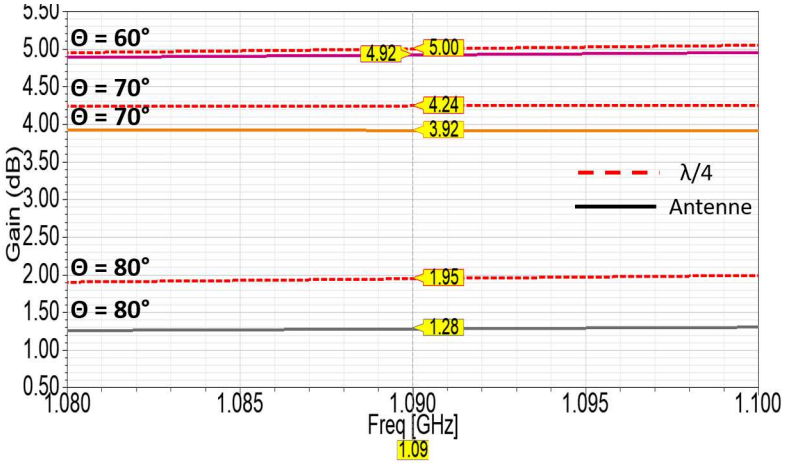


Figure 4.20 Gain de l'antenne EMLA (traits pleins) et du monopôle (tirets) dans le plan élévation $\phi = 0°$ et $60° \leq \theta \leq 80°$

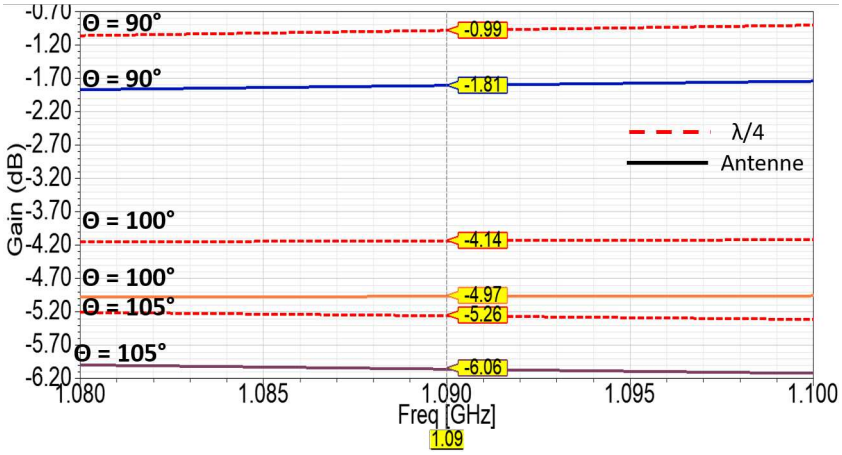


Figure 4.21 Gain de l'antenne EMLA (traits pleins) et du monopôle (tirets) dans le plan élévation $\phi = 0°$ et $90° \leq \theta \leq 105°$

monopôle de 960 MHz à 995 MHz. De 995 MHz à 1160 MHz, la différence maximum entre le gain du monopôle $\lambda/4$ et le gain de l'antenne est inférieure à 1 dB. De 1160 MHz à 1215 MHz cette différence est en moyenne de 1.25 dB.

Ainsi sur la bande 960-1215 MHz on a en moyenne $\Delta G_{moy} = 0.53$ dB, ce qui sont des performances tout à fait convenables pour un système DME.

Dans la Figure 4.24, nous pouvons voir la variation du gain dans le plan azimutal $\theta = 90°$ et ϕ variant de 0 à 360° pour trois fréquences 960 MHz, 1080 MHz et 1215 MHz. D'après les standards, la variation entre le maximum et le minimum du gain de l'antenne doit être inférieure de 6 dB sur 90% du domaine de définition de ϕ dans la bande de fréquence (960-

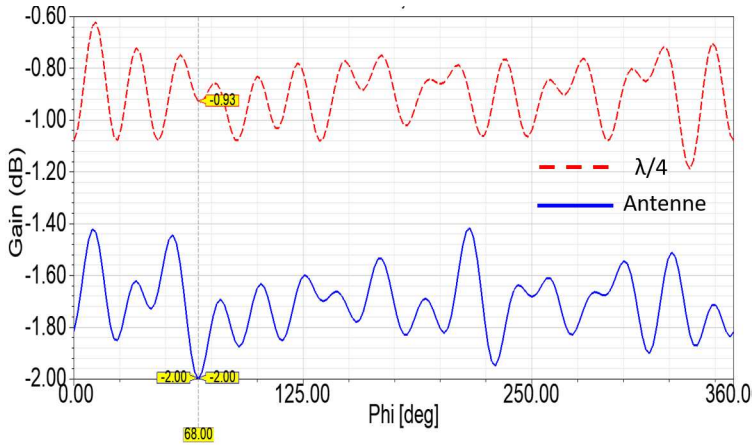


Figure 4.22 Gain de l'antenne dans le plan azimutal avec *phi* variant de 0° à 90° et et $\theta = 90°$ à 1090 MHz

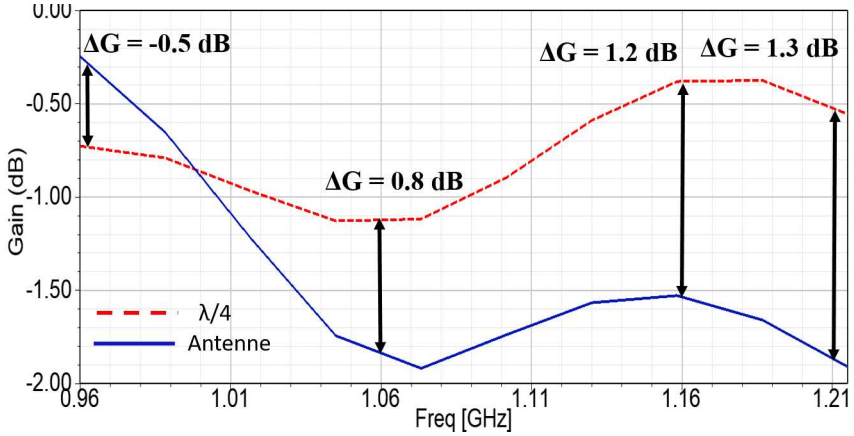


Figure 4.23 Gain de l'antenne dans le plan élévation à $\theta = 90°$

1215) MHz. À 960 MHz, la différence entre le maximum et le minimum est de 0.32 dB. Et à 1080 et 1215 MHz cette différence est de 0.77 dB. Ainsi les performances sont atteintes dans le plan azimutal pour le système DME.

En conclusion l'antenne réalisée rencontre presque tous les standards en terme de TOS et de gain des systèmes aéronautiques DME, TCAS et ADS-B.

4.3.4 Comparaison avec l'antenne du chapitre 3

4.3.4.1 Géométrie

Nous pouvons observer une comparaison de la géométrie des deux antennes dans la Figure 4.25. L'antenne EMLA développée ici est 57% plus large que l'antenne du chapitre 3, avec

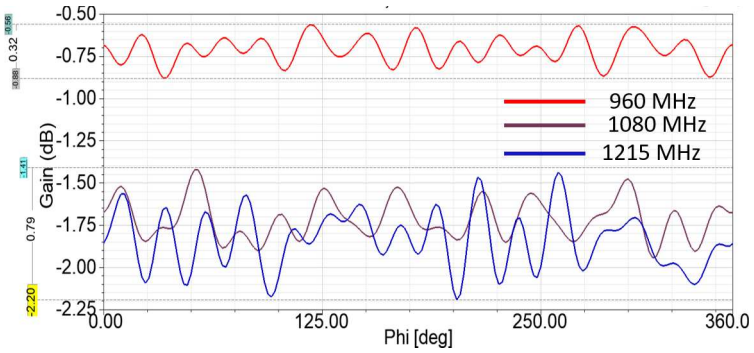


Figure 4.24 Gain de l'antenne dans le plan azimutal avec ϕ variant de 0° à 360° et $\theta = 90°$ pour les fréquences 960, 1080 et 1215 MHz

respectivement un diamètre de 1.5λ contre 0.63λ. Étant donné que le diamètre de l'antenne EMLA est supérieur à la longueur d'onde on ne peut plus parler ici d'antenne à géométrie compacte. Par contre, les deux antennes sont à profil bas avec une hauteur de $\lambda/30$.

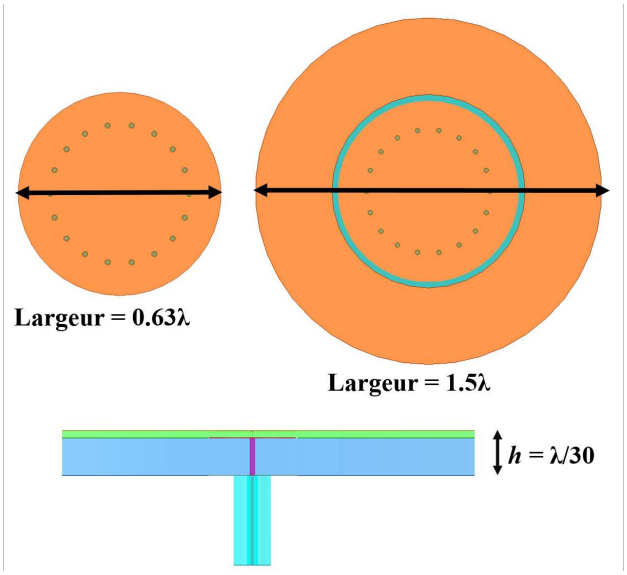


Figure 4.25 Comparaison de la géométrie des deux antennes

4.3.4.2 Adaptation

Comme on peut le voir dans la Figure 4.26, les deux antennes atteignent les performances fréquentielles pour chacun des systèmes DME, TCAS et ADS-B. On peut toutefois remarquer que l'adaptation sur la bande 1030-1090 MHz est meilleure pour l'antenne du chapitre 3 que l'antenne EMLA, respectivement $S_{11} \leq -16$ dB contre $S_{11} \leq -14.5$ dB.

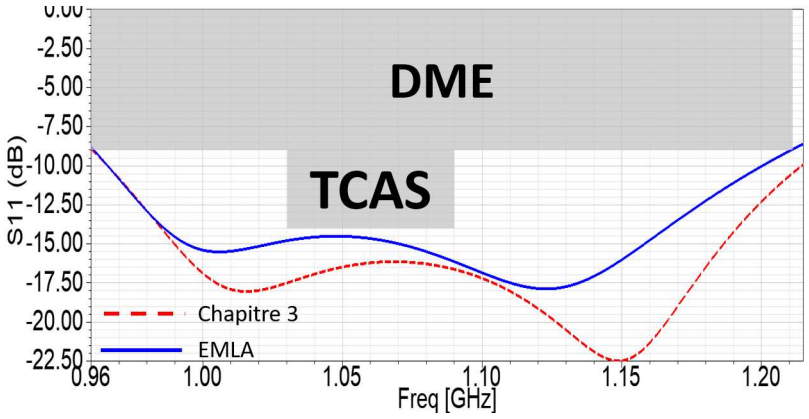


Figure 4.26 Comparaison des performances fréquentielles

4.3.4.3 Performances en terme de gain

L'antenne EMLA atteint les performances en terme de gain pour le système ADS-B. Dans le plan élévation ($\phi = 0° \text{ et } \theta = 60° - 105°$) et azimutal ($\phi = 0° - 360° \text{ et } \theta = 90°$) à 1090 MHz $\pm$ 1 MHz la différence entre le gain du monopôle $\lambda/4$ et l'antenne est inférieure à 1 dB, $\Delta G \leq 1$dB. Alors que pour l'antenne du chapitre 3, on a $\Delta G \leq 2$ dB dans le plan élévation et $\Delta G \leq 3$ dB dans le plan azimutal.

L'antenne EMLA est un très bon candidat pour être certifié pour le système DME, dans le plan élévation à $\theta = 90°$. En moyenne la différence entre le gain du monopôle $\lambda/4$ est égale à 0.53 dB sur l'ensemble de la bande de fréquence 960-1215 MHz : $\Delta G_{EMLA,moy} \approx 0.53$dB.

Comme nous pouvons le voir dans la Figure 4.27 le gain de l'antenne EMLA est supérieure au gain de l'antenne du chapitre 5 sur l'ensemble de la bande de fréquence du DME, au minimum on a $\Delta G_{comp} = 1.2$dB. La différence de gain moyenne $\Delta G_{EMLA,moy}$ de l'antenne EMLA avec le monopole $\lambda/4$ sur la bande 960-1215 MHz est supérieure de 1.77 dB par rapport à celle de l'antenne du chapitre 3 $\Delta G_{chap3,moy} = 2.3$ dB. Cela revient donc à une amélioration de 50% des performances en terme de gain pour le système DME.

Ainsi pour une géométrie à profil bas, une augmentation de 57% de la largeur de l'antenne se traduit par une augmentation de 50% des performances en termes de gain.

4.4 Fabrication de l'antenne

4.4.1 Antenne mise à l'échelle (simulation)

L'antenne EMLA présentée dans ce chapitre a été conçue pour améliorer le gain de l'antenne du chapitre 3 tout en gardant un profil bas de $\lambda/30$. Comme requis par les standards,

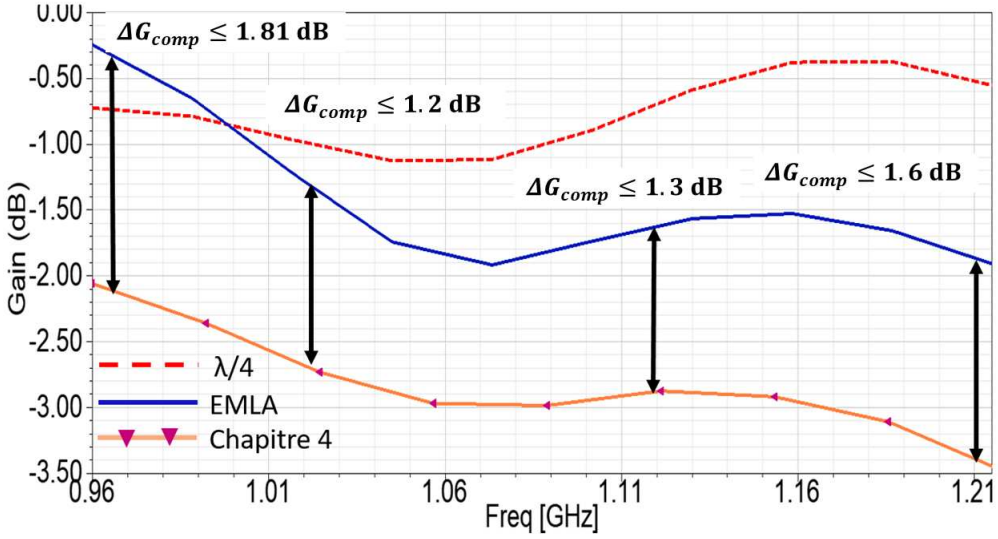


Figure 4.27 Comparaison du gain de l'antenne EMLA dans plan élévation à $\theta = 90°$ par comparaison à l'antenne du chapitre 3 présentée dans la Figure 3.23

le gain de l'antenne doit être mesuré sur un plan de masse circulaire conducteur de diamètre 4λ et comparé au gain d'un monopôle $\lambda/4$ placé verticalement sur le même plan de masse. Or, à 1 GHz le diamètre du plan de masse est de 1.2 mètre et ne peut rentrer dans l'instrument Satimo de mesure de champ proche disponible au laboratoire Poly-Grames. Nous avons donc fait le choix de mettre l'antenne à l'échelle pour pouvoir mesurer le gain comme requis par les standards. La mise à l'échelle se fait à la fréquence centrale de 4.52 GHz (intialement 1080 MHz), fréquence choisie en fonction des épaisseurs de substrats disponibles au laboratoire. On a donc un facteur d'échelle de (1 :4.2). Les modèles de variation des pertes diélectriques et de la permittivité en fonction de la fréquence pour les substrats Rexolite et Rogers sont pris en compte dans la simulation HFSS de la mise à l'échelle. À la fréquence centrale de 4.52 GHz la bande du DME devient maintenant 4.015-5.08 GHz (960-1215 MHz) et la bande du TCAS/ADS-B devient 4.31-4.56 GHz (1030-1090 MHz). Le conducteur centrale du connecteur SMA utilisé ne peut être mis à l'échelle, c'est pourquoi une légère modification des paramètres géométriques a été effectuée pour retrouver les performances de l'antenne simulée à la fréquence initiale de 1.08 GHz présentées dans la Figure 4.26. Les paramètres géométriques de l'antenne Figure 4.13 mise à l'échelle sont donnés dans le Tableau 4.4 et le paramètres S_{11} simulé de l'antenne respectant les standards est présenté dans la Figure 4.29 de la sous-section suivante.

Tableau 4.4 Paramètres géométriques de l'antenne mise à l'échelle en mm

h	h_{5880}	h_{1422}	R_{sub}	R_{GRND}	R_a	N	pin_{dia}	R_{pin}	R_b	R_{alim}	gap
2.413	0.381	2.032	53.36	144.3	21	16	0.4	14.8	53.36	2.8	2.467

4.4.2 Antenne fabriquée mise à l'échelle

Lors de la fabrication des fils de cuivre de jauge 16 AWG sont utilisés pour les vias et sont soudés sur la partie inférieure et supérieure de l'antenne. Le substrat Rogers est collé au substrat de Rexolite. Le connecteur utilisé est un connecteur SMA standard dont le diamètre du conducteur central est de 1.27 mm. Un monopôle $\lambda/4$ résonant à 4.52 GHz placé verticalement au centre d'un plan de masse conducteur circulaire de diamètre 4λ est aussi fabriqué. Il nous servira de comparaison pour les mesures de gain. L'antenne fabriquée est présentée dans la Figure 4.28



Figure 4.28 Antenne EMLA fabriquée

4.4.2.1 Mesures des paramètres S

On mesure le paramètre S_{11} de l'antenne et du monopôle placés au centre d'un plan de masse conducteur circulaire de diamètre 4λ à l'aide d'un analyseur de réseaux. Les résultats de mesures sont présentés dans la Figure 4.29 par comparaison au paramètre S_{11} de l'antenne simulée sous HFSS. On remarque en comparaison à la simulation une diminution de 170 MHz de la fréquence de résonance, et une baisse du niveau d'adaptation sur l'ensemble de la bande

de fréquence du DME. L'antenne possède un niveau d'adaptation inférieur à -10 dB sur la bande de fréquence 3.91-4.12 GHz.

La cause de cette différence est due à une erreur de fabrication sur la position R_{pin} des vias par rapport au centre de l'antenne. Le perçage des trous a été fait à la perceuse. Or, un décalage d'un dixième de millimètre provoque une diminution de la fréquence de résonance basse et du niveau d'adaptation comme nous pouvons le voir dans les résultats de simulation de la Figure 4.30 pour trois valeurs de R_{pin}. Nous avons une diminution de 110 MHz de la fréquence de résonance basse et une diminution de 4 dB du niveau d'adaptation entre $R_{pin} = 14.5$ mm et $R_{pin} = 14.8$ mm (correspondant à la valeur initiale).

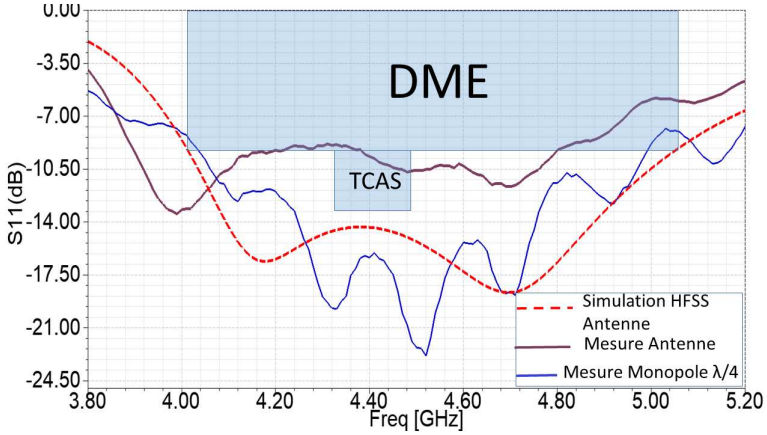


Figure 4.29 Mesure du paramètre S_{11}

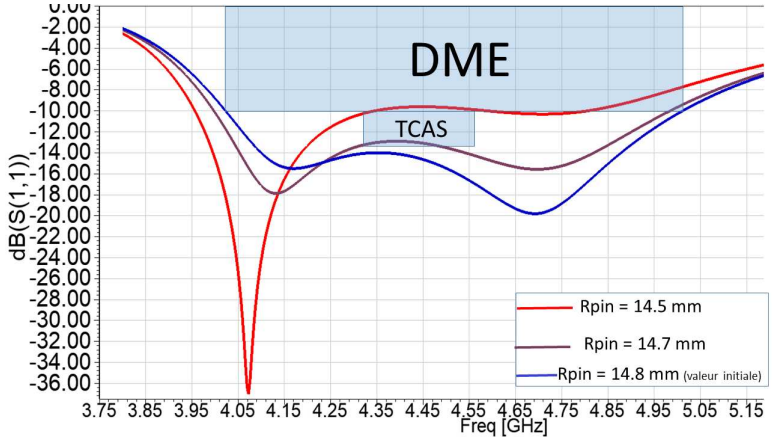


Figure 4.30 Variation du paramètre S_{11} en fonction de R_{pin}

4.4.2.2 Mesures du diagramme de rayonnement

Nous avons mesuré le diagramme de rayonnement de l'antenne et du monopôle dans le système Satimo de mesure de champ proche. Les deux antennes sont placées au centre du plan de masse conducteur circulaire de diamètre 4λ. Les mesures dans le plan élévation et azimut sont présentées dans la Figure 4.31 dans la bande de fréquence 3.91-4.12 GHz correspondant à la bande où l'antenne est adaptée ($S_{11} \leq -10$dB).

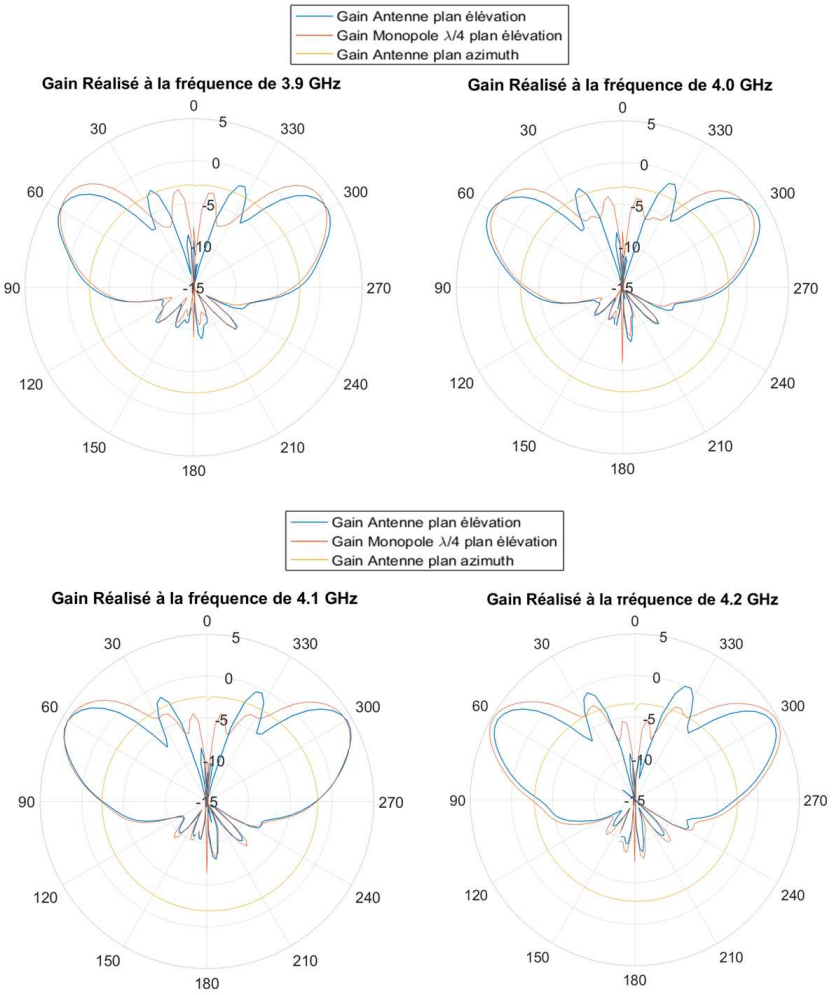


Figure 4.31 Diagramme de rayonnement dans les plans élévation et azimut

Le diagramme de rayonnement est bien de type monopôle dans les plan élévation et azimut. Nous remarquons que dans cette bande de fréquence le gain réalisé de l'antenne est supérieur ou égal au gain réalisé du monopôle dans le plan élévation pour $60° \leq \theta \leq 110°$. Ceci est dû au fait que le monopôle est adapté avec $S_{11} \leq -10$dB dans la bande 4.05-4.98 GHz, et non dans la bande 3.91-4.12 GHz. Ainsi nous allons calculer le gain selon la définition standard

de l'IEEE pour pouvoir effectuer une comparaison viable du gain de l'antenne au gain du monopôle sur la bande de fréquence 4-5 GHz. Le gain IEEE se calcule suivant la relation 4.25, avec G_{IEEE} le gain IEEE, G_{real} le gain réalisé mesuré par le système Satimo et $(1-\Gamma^2)$ les pertes par adaptation mesurées à l'aide de l'analyseur de réseaux. Lors de ces mesures, le même plan de masse circulaire conducteur de diamètre 4λ que précédemment est utilisé. Dans la Figure 4.32 sont présentées la variation du gain réalisé et du gain IEEE à l'horizon ainsi que les pertes par adaptation de l'antenne et du monopôle dans la bande 4-5 GHz du DME. Les pertes par adaptation de l'antenne sur cette bande de fréquence sont assez élevées, environ 1.25 dB supérieures à celle du monopôle.

$$G_{IEEE} = \frac{G_{real}}{(1-\Gamma^2)} \tag{4.25}$$

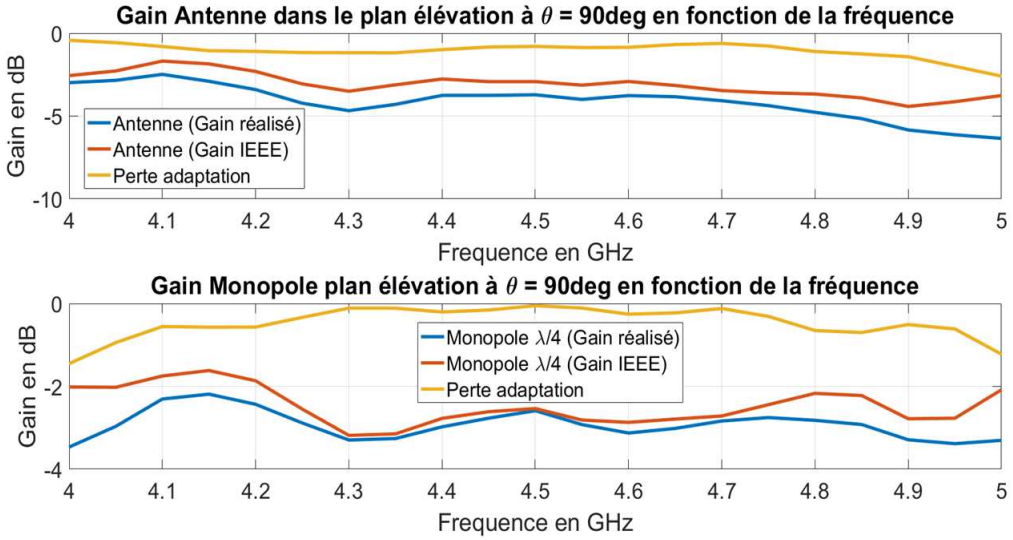


Figure 4.32 Variation du gain de l'antenne et du monopôle sur la bande de fréquence DME à l'horizon

4.4.2.3 Système DME

Pour satisfaire les standards du DME en terme de gain il faut que $\Delta G = Gain_{\lambda/4} - Gain_{antenne}$ à l'horizon sur la bande de fréquence 4-5 GHz soit inférieur ou égal à 0 dB. Dans la Figure 4.35 nous présentons la variation de ΔG IEEE et réalisé par comparaison à la variation de ΔG IEEE obtenue en simulation HFSS d'après les résultats de la Figure 4.27. La simulation HFSS ne prend pas en compte de modèle de perte pour le monopôle : du conducteur parfait a été utilisé.

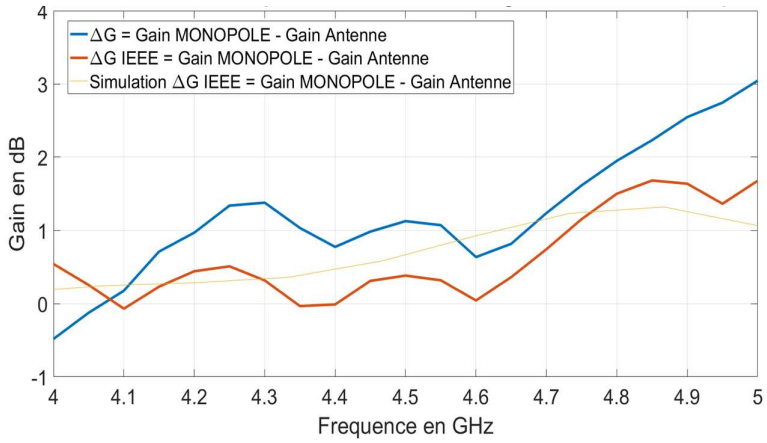


Figure 4.33 Variation de ΔG sur la bande de fréquence DME à l'horizon $\theta = 90°$

Entre 4 GHz et 4.65 GHz, ΔG IEEE mesuré est inférieur à 0.5 dB et est au maximum égal à 1.65 dB à 4.85 GHZ. En moyenne on a ΔG_{moy} =0.55 dB sur l'entière bande de fréquence du DME, ce qui est sensiblement égale au résultat de simulation $\Delta G_{moy,simu}$ ≈0.53 dB. Ainsi nous pouvons dire que les standards pour le DME en terme de gain sont quasiment atteints.

Nous comparons ensuite la variation de ΔG mesurée de l'antenne EMLA et la variation de ΔG simulée de l'antenne du chapitre 3 d'après les résultats présentés dans la Figure 4.27. Cette comparaison est présentée dans la Figure 4.34. La valeur moyenne de $\Delta G_{moy,chap3}$ est de 2.3 dB sur l'entière bande de fréquence alors qu'elle est de 0.55 dB pour l'antenne EMLA. Ainsi, l'antenne conçue dans ce chapitre a permis d'améliorer de 50% les performances en terme de gain requises par les standards par rapport à l'antenne du chapitre 3, tout en maintenant une hauteur à profil bas de $\lambda/30$.

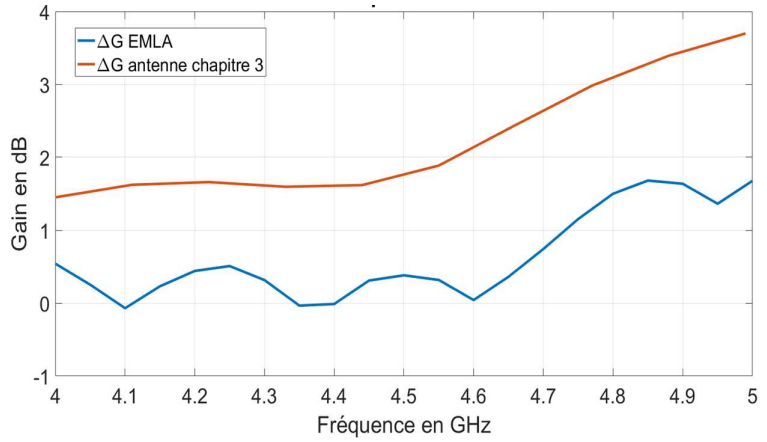


Figure 4.34 Comparaison de ΔG avec le chapitre 3 sur la bande de fréquence DME à l'horizon $\theta = 90°$

4.4.2.4 Système ADS-B

Pour satisfaire les standards du système ADS-B en terme de gain il faut que $\Delta G = Gain_{\lambda/4}$ - $Gain_{antenne}$ dans le plan élévation pour $60° \leq \theta \leq 105°$ soit inférieur ou égal à 1 dB à la fréquence de 4.56 GHz (1090 MHz $\pm$ 1 MHz). Nous présentons dans la Figure 4.35 la variation du Gain de l'antenne et du monopôle à 4.56 GHz dans le plan élévation pour $60° \leq \theta \leq 105°$. Nous voyons que ΔG est inférieur à 1 dB sur l'ensemble du domaine de définition de θ, ainsi les standards pour le système ADS-B sont atteints.

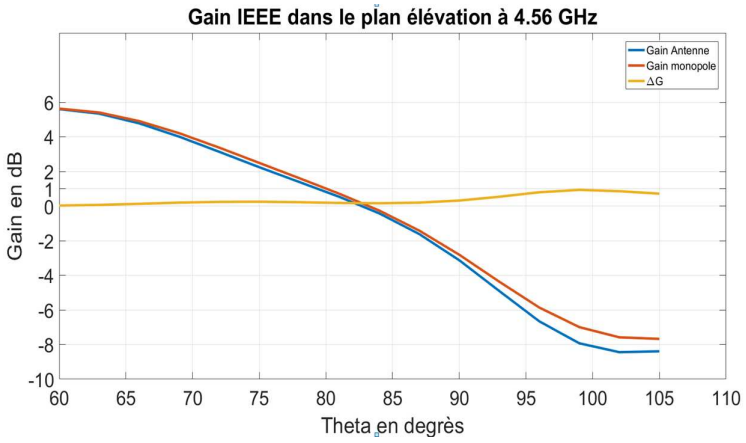


Figure 4.35 Variation du gain de l'antenne et du monopôle à 4.56 GHz dans le plan élévation pour $60° \leq \theta \leq 105°$

Ainsi les mesures de fabrication de l'antenne EMLA ont permis de mettre en avant l'amélioration significative du gain (IEEE) par rapport à l'antenne du chapitre 3 même si l'antenne n'est pas adaptée dû à un défaut de fabrication.

4.4.2.5 Modélisation d'un circuit d'adaptation

Il est possible d'insérer un circuit d'adaptation passif entre l'émetteur/récepteur radiofréquence 50Ω et l'antenne pour améliorer l'adaptation sur la bande de fréquence du DME sans modifier les paramètres structurels de l'antenne. Nous allons étudier cette possibilité grâce au logiciel ADS. Pour ce faire nous commençons par sauvegarder les paramètres de réflexion de l'antenne fabriquée sous un fichier touchstone que nous insérons dans un composant d'ADS nommé SNP . Ce composant permet de simuler la variation du paramètre S_{11} de l'antenne en fonction de la valeur de l'impédance présentée en entrée. Nous implémentons ensuite un circuit d'adaptation qui relie l'antenne (SNP) à un port 50Ω (Term1). Ce circuit d'adaptation illustré dans la Figure 4.36 est composé de deux capacités C1 et C2 en parallèles avec une inductance L1 en série reliée par la ligne de transmission TL1 à l'antenne et par la

ligne TL2 au port 50Ω.
Par Z nous désignons l'impédance de la ligne de transmission en Ohm, E la longueur électrique en degrés, C la capacitance en pF et L l'inductance en pH.
Les valeurs des composants sont optimisées pour avoir respectivement $S_{11} \leq -10$dB :(4-5) GHz et $S_{11} \leq -15$dB :(4.2-4.6) GHz. Les valeurs sont dans un premier temps optimisées par la méthode du gradient. Lorsqu'un minimum local est trouvé nous utilisons la méthode d'optimisation Quasi-Newton. Après optimisation les composants ont les valeurs présentées dans la Figure 4.36 et l'erreur globale sur le paramètre S_{11} souhaité est de 1%. L'adaptation s'effectue donc en deux temps, le circuit passif génère une fréquence de résonance à 4.6 GHz puis est adapté à 50Ω par la ligne de transmission TL2 (13Ω,102°).

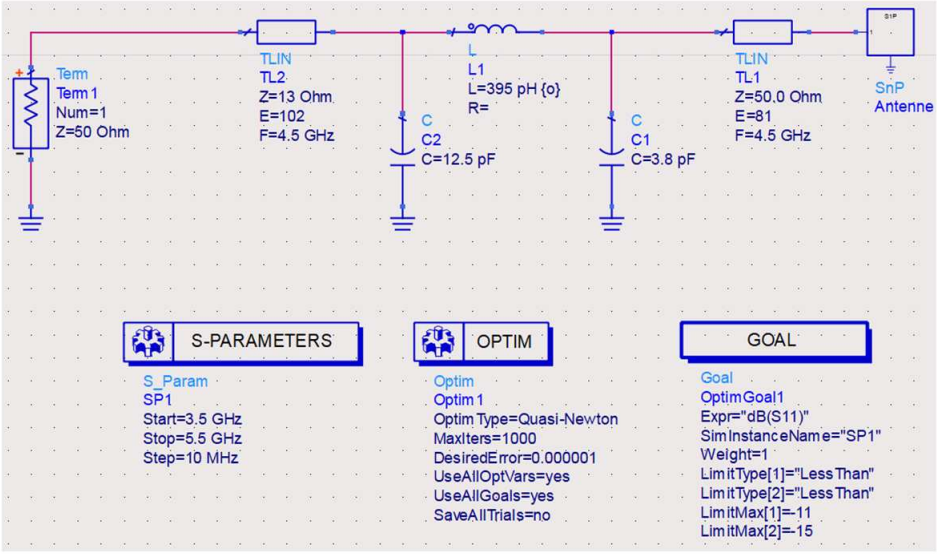


Figure 4.36 Circuit d'adaptation de l'antenne fabriquée modélisé dans ADS

Le paramètre S_{11} de l'antenne avec le circuit d'adaptation optimisé est présenté dans la Figure 4.37 par comparaison au paramètre S_{11} de l'antenne fabriquée. L'antenne possède un niveau d'adaptation inférieur à -10 dB sur la bande 4-5 GHz et inférieur à -14 dB sur la bande 4.12-4.67 GHz. Par l'ajout de ce circuit d'adaptation l'antenne respecte donc les standards des systèmes DME et TCAS.
Nous calculons ensuite le gain réalisé de l'antenne avec circuit d'adaptation en utilisant les pertes par adaptation issues de la simulation du paramètre S_{11} présentée dans la Figure 4.37. Nous comparons dans la Figure 4.38 ce gain réalisé calculé dans le plan élévation à l'horizon sur la bande de fréquence 4-5 GHz au gain réalisé de l'antenne mesuré sans circuit d'adaptation. Nous voyons bien une amélioration significative du gain, il est en moyenne amélioré de 0.6 dB sur l'entière bande de fréquence.

L'amélioration du gain de l'antenne permet donc d'améliorer la différence de gain ΔG dans le plan élévation à l'horizon sur la bande de fréquence 4-5 GHz. En effet, ΔG est inférieur à 0.5 dB jusque 4.68 GHz et est maximum égal à 1.6 dB à 4.88 GHz. En moyenne sur l'entière bande de fréquence on a $\Delta G_{moy} = 0.5$ dB.

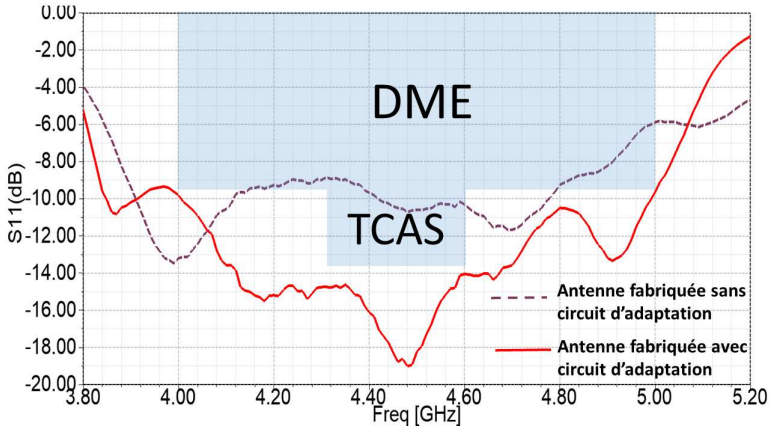


Figure 4.37 Simulation du paramètre S_{11} en dB de l'antenne fabriquée avec le circuit d'adaptation optimisé présenté dans la Figure 4.36

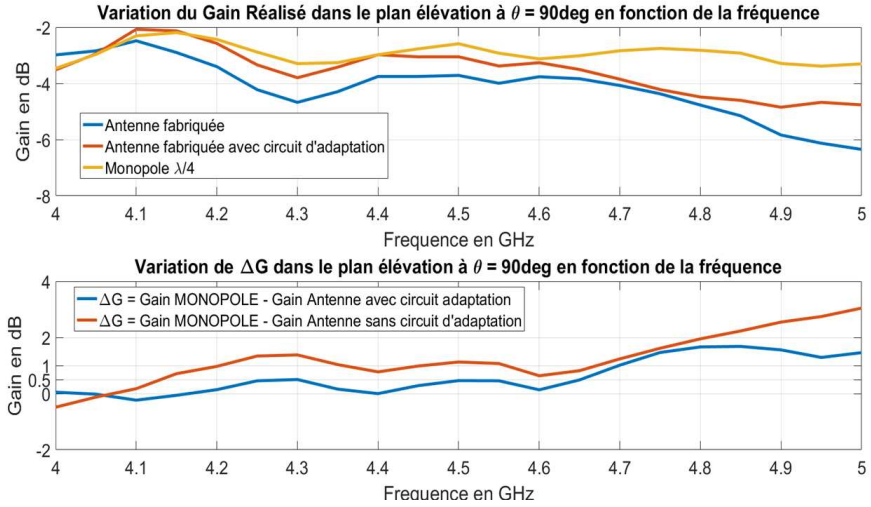


Figure 4.38 Variation du gain de l'antenne avec le circuit d'adaptation et de ΔG sur la bande de fréquence du DME dans le plan élévation à l'horizon

Ce circuit d'adaptation n'a pas été fabriqué, il fut modélisé pour montrer la possibilité d'adapter l'antenne fabriquée sans modifier sa structure. Il faudrait toutefois s'assurer que les composants puissent supporter les niveaux de tension et courant requis par le système DME. La puissance moyenne de ce système est de 500W.

CHAPITRE 5 ANTENNE ILS À POLARISATION HORIZONTALE ET À PROFIL BAS EN BANDE VHF

Ce chapitre sera consacré au développement d'une antenne à polarisation verticale à profil bas fonctionnant en bande VHF pour le système d'aide à l'atterrissage ILS (*Instrument Landing System*). Un plan de masse de type conducteur magnétique artificiel *CMA* constitué de cellules élémentaires périodiques de type champignons sera utilisé pour rendre l'antenne à profil bas.

5.1 Introduction et définition des concepts

Dans cette section, nous rappellerons brièvement le principe de fonctionnement et les normes associées au système ILS (voir Chapitre 2 pour plus de détails). Puis, nous introduirons et analyserons le concept de Conducteur Magnétique Artificielle à travers l'utilisation d'EBG (*Electromagnetic Band Gap*).

5.1.1 Présentation et performance du système ILS

Comme nous l'avons vu dans la revue de littérature présentée au chapitre 2, le système ILS se compose de trois sous systèmes : l'ILS Glideslope (DO-192 [11]), l'ILS Localizer (DO-195 [12]) et l'ILS Marker (DO-143 [13]). Ces systèmes requièrent des signaux à polarisation horizontale et les caractéristiques des antennes réceptrices correspondantes sont présentées dans le Tableau 5.1. À titre d'exemple, trois modèles d'antennes commerciales ont précédemment été présentés : HR Smith 10-208 (Marker) et HR-Smith 10-250 (Glideslope/Localizer). L'antenne Glideslope/Localizer possède une hauteur de $h = \lambda/7$. L'antenne de type Marker possède une hauteur de $h = \lambda/20$ ce qui correspond à la géométrie d'une antenne à profil bas. Nous nous intéresserons donc au systèmes Glideslope et Localizer dans la suite de ce chapitre. Le but sera de réaliser une antenne à profil bas ($h \leq \lambda/7$) pour le système Glideslope à 300 MHz dont la technique de conception pourra être réutilisée pour réaliser l'antenne Localizer à 100 MHz.

5.1.2 Utilisation d'un Conducteur Magnétique Artificiel

Le choix pour le placement de ces antennes sur l'avion est très restreint dû à la polarisation horizontale des signaux, il faut placer les antennes sur des surfaces verticales. Il existe seulement quelques endroits utilisés pour placer ces antennes sur l'avion : le nez de l'avion

Tableau 5.1 Performances à atteindre système ILS

Normes	Polarisation	Fréquence	TOS	Gain
DO-143	Horizontale	75 MHz	1.5 :1	-10 dB
DO-192	Horizontale	108-112 MHz	< 6 :1	comparé à un dipôle
DO-195	Horizontale	329.15-339 MHz	< 6 :1	comparé à un dipôle

(*nose cone*) ou la dérive arrière, comme nous pouvons le voir sur la Figure 5.1.
Or le nez de l'avion est souvent utilisé pour des systèmes complexes comme le Radar Météo. Quant à l'antenne de type blade introduite précédemment installée sur la gouverne arrière, elle génère des perturbations aérodynamiques lors d'un vol à haute vitesse.
Le but ce chapitre 5 sera donc d'innover en proposant une architecture d'antenne compacte à polarisation horizontale qui soit placée sous le fuselage conducteur de l'avion tout en ayant une géométrie à profil bas.

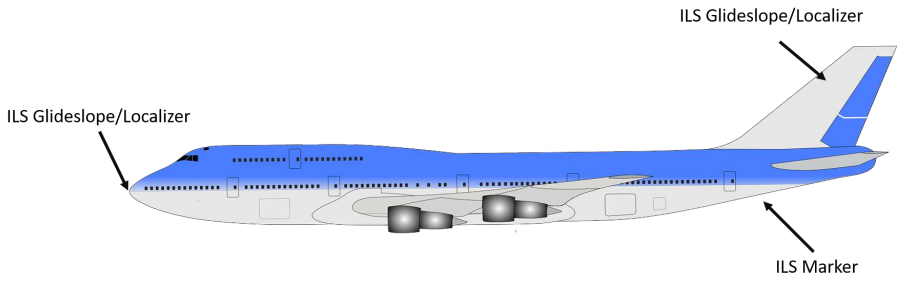


Figure 5.1 Disposition possible des antennes pour le système ILS

5.1.2.1 Plan de masse magnétique conducteur

Décider de placer l'antenne à polarisation horizontale sous le fuselage conducteur de l'avion impose quelque contraintes. En effet, une antenne à polarisation horizontale placée à une distance inférieure à $\lambda/4$ d'un plan de masse horizontal électriquement conducteur apparaît être court-circuitée par celui-ci. D'après la théorie des images (Figure 5.2), la direction de la source image de courant $\vec{J}'$ est opposée à celle de la source de courant $\vec{J}$. Les ondes générées par l'antenne reflétées par le plan de masse résultent donc en interférences destructives ce qui se traduit en zone lointaine par un mauvais rayonnement. À 300 MHz cela veut donc dire que l'antenne doit être à une distance de 25 cm de la surface de l'avion pour pouvoir rayonner. Il ne s'agirait donc pas d'une géométrie à profil bas.

Une manière d'améliorer la rayonnement d'une antenne à polarisation horizontale placée à une faible distance et parallèlement à une surface métallique est de modifier les propriétés du milieu en utilisant un plan de masse supposé parfaitement magnétiquement conducteur (PMC). D'après la théorie des images (Figure 5.2), la direction de la source image du courant $\vec{J'}$ est identique à celle de la source de courant $\vec{J}$. Les ondes générées par l'antenne reflétées par le plan de masse résultent en interférences constructives qui vont se superposer en zone lointaine, cette technique permet donc d'améliorer le rayonnement de l'antenne.

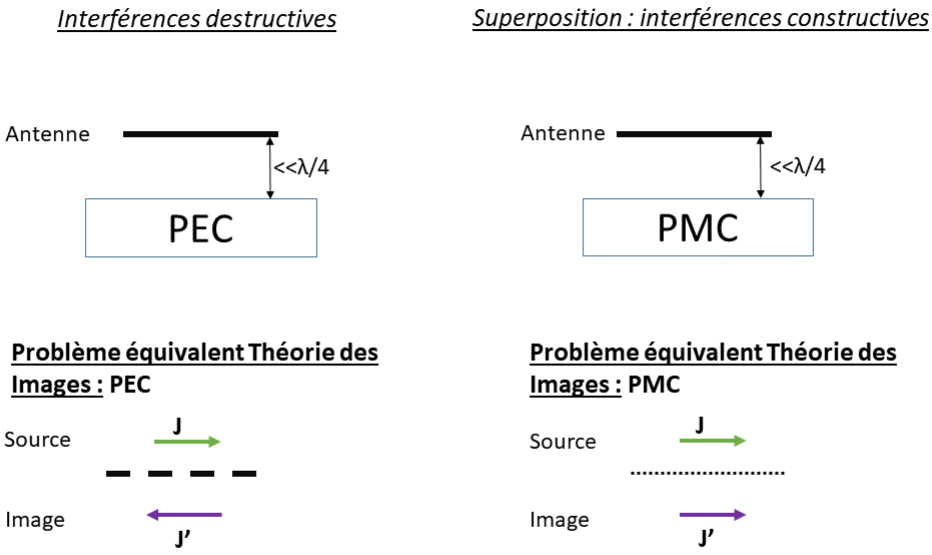


Figure 5.2 Comparaison plan de masse PEC et plan de masse PMC

5.1.2.2 Du PMC au métamatériau : les EBG

Un plan de masse PMC tel que la composante tangentielle du champ H est nulle sur celui-ci n'existe pas dans la nature contrairement au PEC qui lui est associé à des matériaux conducteurs électriques (σ » 1 S.m^{-1}). Un matériau PMC se caractérise par une conductivité magnétique élevée. Pour réaliser cela des métamatériaux tels que les Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA) ou les surfaces à hautes impédances (HIS) sont utilisés [38]. D.Sievenpiper a introduit dans les années 1990 [39] [40] la conception de HIS consistant en des structures périodiques d'éléments type champignon. Ce type de structure périodique est regroupé sous un même nom anglais de "Electromagnetic Band Gap" (EBG). Les EBG sont

des structures périodiques qui permettent de modifier le comportement des ondes électromagnétiques sur une bande de fréquence désirée.
Dans [40], Sievenpiper introduit les propriétés des EBG de type champignon par analogie aux propriétés d'une surface corruguée. Une surface corruguée correspond à une surface en métal composée de fentes verticales, comme nous pouvons le voir dans la Figure 5.3. Les fentes peuvent être assimilées à des lignes de transmissions parallèles court-circuitées au métal. Lorsque les fentes ont une longueur de $\lambda/4$ la ligne de transmission équivalente agit comme un inverseur d'impédance, un circuit ouvert est alors présenté sur le dessus de la surface. Ceci résulte donc en une impédance de surface élevée (HIS).

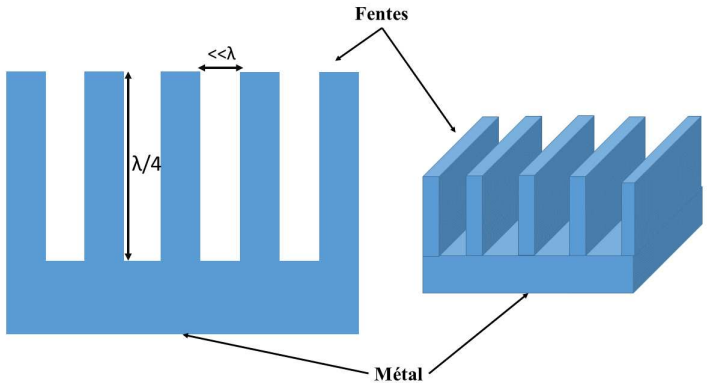


Figure 5.3 Exemple de surface corruguée

Les EBG de type champignons se composent de patchs conducteurs placés périodiquement en surface d'un substrat et reliés par des vias conducteurs au plan de masse, comme on peut le voir dans la Figure 5.4.

Ce type de structure agit comme une surface haute impédance pour le champ électromagnétiques indépendemment de la direction de propagation et la polarisation linéaire. Cette surface EBG se comporte comme un CMA car elle possède la propriété de refléter le champ électrique sans changement de phase contrairement à une surface en PEC qui reflète le champ en opposition en phase ce qui créé des interférences destructives en zone lointaine. De plus, contrairement au surface en PEC la composante du champ électrique tangentielle à la surface est non nulle.

Dans la conception de notre EBG agissant comme un CMA, nous nous intéresserons à la méthode de conception se basant sur le diagramme de réflexion de la phase du champ électrique d'une onde plane à incidence normale plutôt que celle se basant sur la propagation des ondes de surfaces, qui sont deux méthodes de conceptions différentes [38].

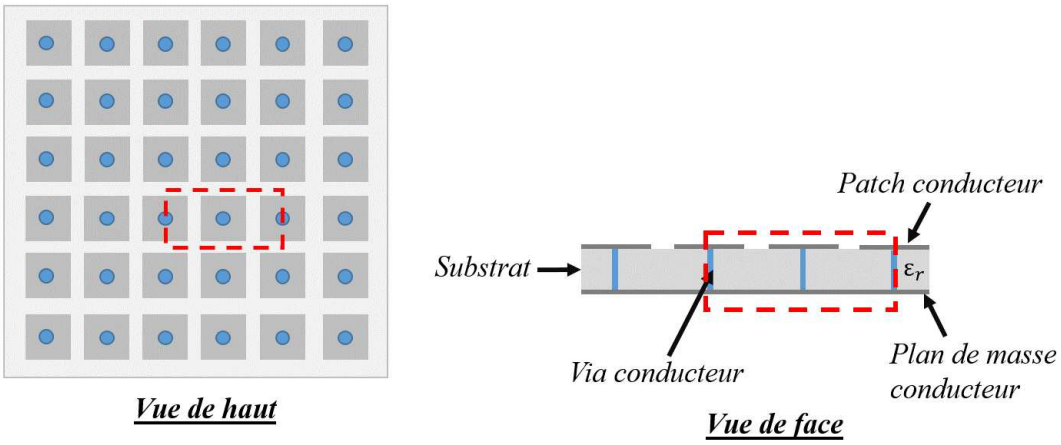


Figure 5.4 Exemple d'une surface EBG de type champignon

5.2 Les surfaces EBG

5.2.1 Modélisation d'une surface EBG

5.2.1.1 Modélisation à l'aide de circuit LC

Pour étudier les propriétés d'une surface EBG, Sievenpiper a introduit dans [39] une modélisation équivalente qu'il nomme en anglais 'Effective Medium Model' en utilisant des composants passifs capacités et inductances. Cette modélisation est possible lorsque la dimension des patchs conducteurs w et leur espacement g correspondent à une petite fraction de la longueur d'onde λ. L'impédance de surface de la structure EBG est alors reliée à l'impédance d'un circuit parallèle LC, comme nous pouvons le voir dans la Figure 5.5.
La capacité C provient de l'effet de bord du champ électriques aux extrémités des patchs conducteurs séparés d'un gap g. Un champ électrique externe appliqué parallèlement à la surface des patchs va forcer des charges de polarités différentes à se regrouper sur les bords du métal de façon à annuler le champ tangentiel appliqué sur le métal ce qui créé une capacitance.
En réponse à une onde électromagnétique à oscillation sinusoïdale, ces charges vont se déplacer d'un patch conducteur à un autre en passant par les vias et le plan de masse, suivant la direction fléchée de la Figure 5.5. Ce déplacement de charges va créer un courant et donc un champ magnétique, ce qui se matérialise par une inductance dans le circuit équivalent.

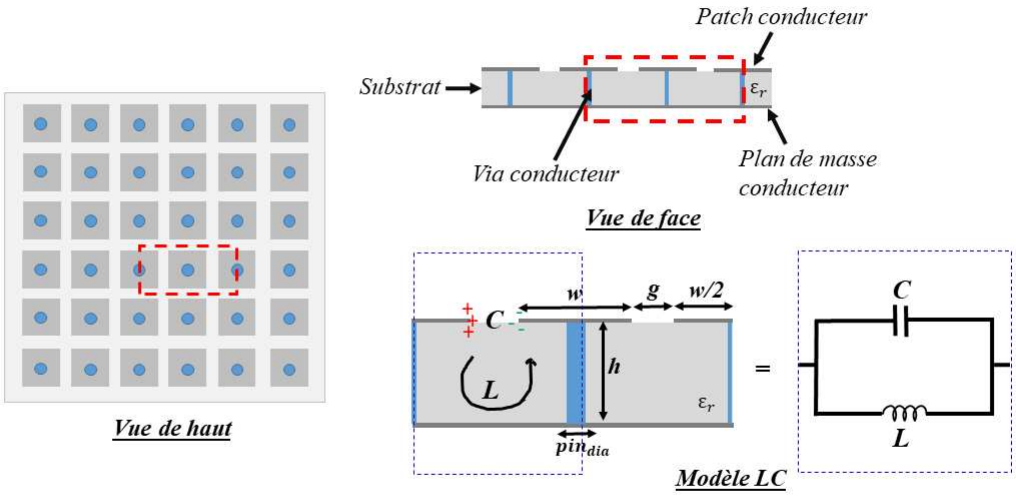


Figure 5.5 Surface EBG et modèle LC

Ainsi la structure EBG agit comme un filtre LC qui bloque les ondes de surfaces et dont l'impédance de surface Z_s est donnée par la formule suivante 5.1 [39] :

$$Z_s(\omega) = \frac{jL(\omega/\omega_r)}{(1/\omega_r) - (\omega^2/\omega_r)LC} \tag{5.1}$$

Avec $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}$ la fréquence de résonance correspondant à la fréquence de résonance d'un circuit parallèle LC dont la pulsation ω_r est donnée dans la formule suivante 5.2.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{5.2}$$

Lorsque la pulsation ω est inférieure à la pulsation de résonance de la structure ω_r, l'impédance est de type inductive et la surface supporte les ondes TM. Les ondes TM apparaissent sur des surfaces inductives dont l'impédance de surface est de la forme $Z_{s,TM} = \frac{j\alpha}{\omega\epsilon}$ avec α la constante d'atténuation [39]. Lorsque ω est supérieur à ω_r, l'impédance est de type capacitive et la surface supporte les ondes TE. Les ondes TE apparaissent sur des surfaces capacitives dont l'impédance de surface est de la forme $Z_{s,TE} = \frac{-j\omega\mu}{\alpha}$ [39]. Lorsque ω tend vers ω_r, l'impédance de surface devient infinie. Ce modèle de circuit LC rejoint donc le modèle de surface

corruguée introduit précédemment en terme d'impédance de surface élevée.

5.2.1.2 Capacité C

La capacité C introduite précédemment correspondant aux effets de bords du champ sur les extrémités des patchs conducteur de largeur w peut être relié analytiquement aux paramètres géométriques de la structure (Figure 5.5) d'après la formule suivante 5.3 [39] :

$$C = \frac{w\epsilon_0(\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2})}{\pi} \cosh^{-1} \frac{w+g}{g} \tag{5.3}$$

Avec, w la largeur des patchs, g l'espacement entre les patchs, ϵ_{r1} la permittivité relative du substrat utilisé, ϵ_{r2} la permittivité relative du matériel en surface de la structure EBG, le plus souvent il s'agit de l'air.

5.2.1.3 Inductance L

L'inductance L est directement reliée à la hauteur h de la structure d'après la formule 5.4 [39], avec μ la perméabilité du matériel utilisé :

$$L = \mu h \tag{5.4}$$

5.2.1.4 Relation avec le coefficient de réflexion

On peut relier l'impédance de surface de la structure au coefficient de réflexion Γ [40].

$$\Gamma = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \tag{5.5}$$

Si le milieu au dessus de la surface EBG est de l'air nous avons $Z_0 = \eta = 120\pi\ \Omega$.

Ainsi la valeur de la phase est donnée par la formule suivante 5.6 [40] :

$$\phi = Im\left[\ln\left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta}\right)\right] \tag{5.6}$$

5.2.2 Propriétés d'une surface EBG

5.2.2.1 Diagramme de réflexion de phase

Pour illustrer les propriétés de réflexion de phase d'une surface EBG de type champignon, nous simulons dans HFSS une approximation d'une surface infinie périodique en considérant une seule cellule élémentaire dans l'analyse d'après le Théorème de Floquet. Cette cellule se compose d'un patch conducteur situé à la surface d'un substrat Rogers 5880 et relié au plan de masse par un via conducteur. Les caractéristiques géométriques sont données dans la Figure suivante 5.6, cette cellule EBG est issue de l'article [3] de Steven Best. Les longueurs d'ondes des paramètres géométriques sont calculées à la fréquence de 300 MHz. Pour l'analyse nous étudions la réflexion d'une onde plane à incidence normale en utilisant un port de Floquet situé à une distance de $\lambda/4$ (à 300 MHz) du patch conducteur de la cellule. Lors des calculs de la phase du coefficient réflexion le port de Floquet est virtuellement ramené à la surface supérieure de la cellule grâce à la fonction de-embed de HFSS. Les conditions aux frontières de type Maître/Esclave sont utilisées.
La réponse en réflexion de phase de la cellule EBG est présentée sur la Figure 5.6. Cette réponse varie dans l'intervalle $(-180°; 180°)$ en fonction de la fréquence, contrairement à une surface en PEC dont la valeur est égale à $\pm 180°$ ou a une surface en PMC dont la valeur est égale à $0°$.
Nous pouvons observer deux zones distinctes : l'intervalle $(-90°; 90°)$ correspondant à la zone de réflexion en phase et les zones $(90° \pm 45°$; $-90° \pm 45°$) correspondant à la zone de réflexion quadratique.

Lorsque la phase du coefficient de réflexion est dans l'intervalle $(-90°; 90°)$ le champ reflété par la surface EBG est en phase contrairement à une surface PEC. Cette zone est aussi appelée la bande interdite ou 'bande gap' en anglais. L'impédance de surface de la surface EBG est dans cette zone supérieure à l'impédance en espace libre $\eta = 377\Omega$.
La fréquence de résonance f_r de la structure se situe pour une phase de $0°$ de réflexion. Nous avons vu d'après l'équation 5.1 que cette fréquence de résonance correspond aussi à une impédance de surface infinie. Ainsi dans la zone de réflexion en phase, la surface se comporte comme un CMA qui correspond à un pseudo PMC car le champ H tangentiel à la surface est quasiment nul.
Dans [41], l'auteur utilise une série d'antenne composée de dipôles de différentes longueurs situés parallèlement à une hauteur de $\lambda/20$ de la surface EBG qui possède les paramètres géométriques de la Figure 5.6. Il montre que pour avoir une antenne qui soit à profil bas et adaptée sur une certaine bande de fréquence, il faut que cette bande de fréquence soit située dans la zone fréquentielles de réflexion quadratique de la surface EBG. Nous utiliserons cette

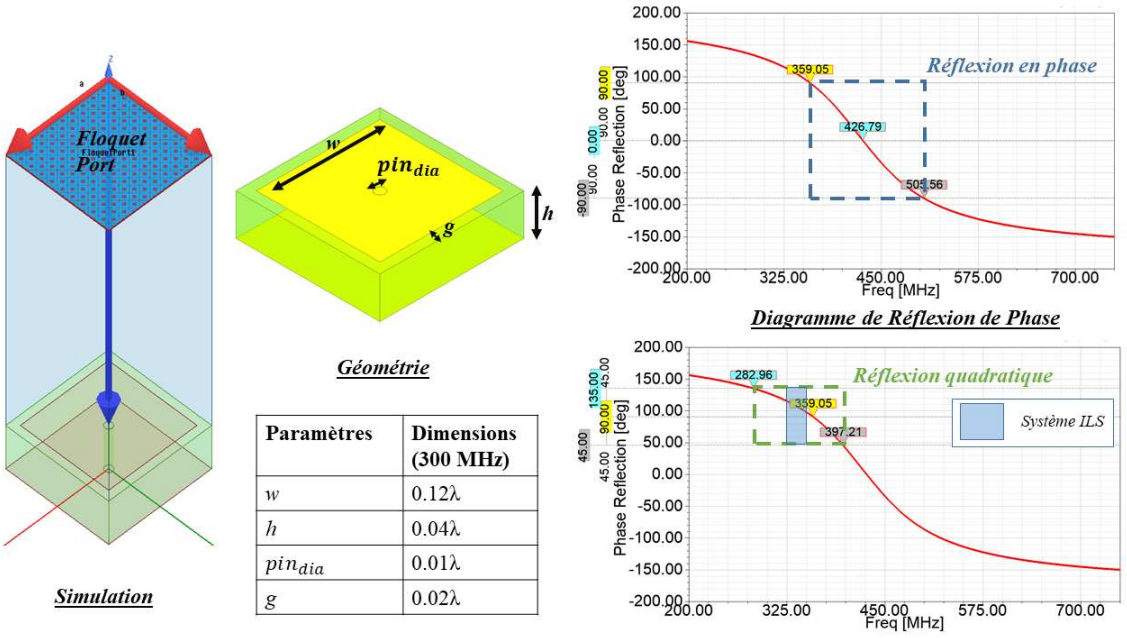


Figure 5.6 Simulation d'une cellule élémentaire : Diagramme de Phase

propriété dans la suite de ce chapitre. Il faudra ainsi que la bande de fréquence du système ILS Glideslope 329-335 MHz soit incluse dans la bande de fréquence correspondant à la région quadratique de la surface EBG que nous concevrons, pour pouvoir réaliser une antenne qui soit à profil bas.

5.2.2.2 Bande passante

Dans [40], Sievenpiper montre que la bande passante de la structure EBG correspondant à l'intervalle de fréquence de la région de réflexion en phase est reliée aux paramètres de la structure par la formule suivante 5.7 :

$$BW = \frac{\sqrt{L/C}}{\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}} \tag{5.7}$$

En utilisant 5.7, il est possible de relier la bande passante à la hauteur h de la structure. D'après la formule de l'inductance $L = \mu_0\mu_r h$ (5.4) et la relation 5.2, on peut écrire la relation suivante 5.8 avec, λ_0 la longueur d'onde à la fréquence de résonance, et μ_r la perméabilité relative du matériel utilisé.

$$BW = \omega_r \sqrt{\mu_r \epsilon_0 h} \sqrt{L} = \frac{2\pi \mu_r h}{\lambda_0} \tag{5.8}$$

En utilisant la formule précédente 5.7, il est aussi possible de relier la bande passante à la capacité C tel que :

$$C = \frac{1}{\omega_r \eta BW} \tag{5.9}$$

5.2.3 Conception d'une surface EBG en bande VHF à profil bas

Notre but est de concevoir une surface EBG fonctionnant en bande VHF qui soit à profil bas. La correspondance entre les paramètres fréquentiels et les paramètres géométriques de la structure donnée par les formules précédentes nous permet de faire une étude paramétrique. Cette étude nous servira de guide dans le design de la surface EBG.

5.2.3.1 Étude paramétrique

Pour l'étude paramétrique nous utilisons les formules précédentes et avec les paramètres géométriques de la Figure 5.6 correspondant aux dimensions de l'article [3]. Les paramètres sont récapitulés dans le Tableau 5.2 suivant. La longueur d'onde est calculée à la fréquence de conception de 300 MHz.

Tableau 5.2 Géométrie de la surface EBG [3] λ calculé à 300 MHz

w	h	g	pin_{dia}	ϵ_r
0.12λ	0.04λ	0.02λ	0.01λ	2.2

Variation de la hauteur h :
Lorsque la hauteur h de la structure augmente, la fréquence de résonance diminue et la bande passante augmente, comme nous pouvons le voir sur la Figure 5.7. Lorsque $h = 4$ cm, on retrouve la fréquence de résonance de 430 MHz et une bande passante d'environ 25% de la simulation Figure 5.6.

Variation de la taille des patchs w :
Lorsque la dimension w des patchs supposés carrés augmente, la fréquence de résonance et la bande passante diminuent et inversement, comme nous pouvons le voir sur la Figure 5.8.

Variation du gap g :
Lorsque le gap g augmente, la fréquence de résonance et la bande passante augmentent, comme nous pouvons le voir sur la Figure 5.9.

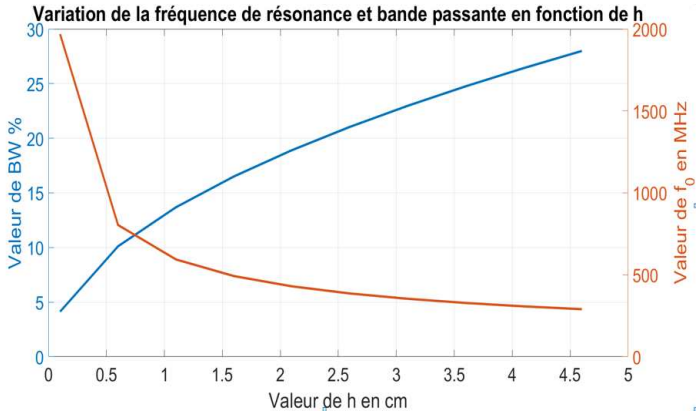


Figure 5.7 Étude paramétrique sur h, les autres paramètres correspondent au Tableau 5.3

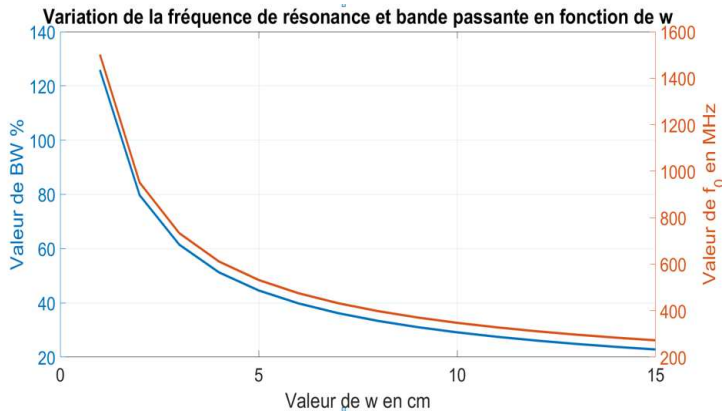


Figure 5.8 Étude paramétrique sur w, les autres paramètres correspondent au Tableau 5.2

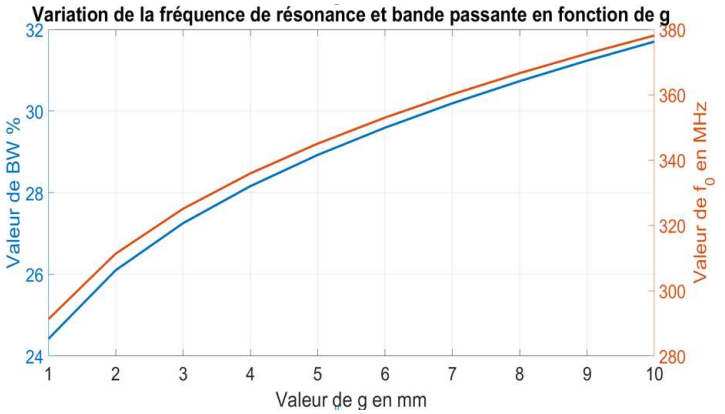


Figure 5.9 Étude paramétrique sur g, les autres paramètres correspondent au Tableau 5.2

Variation de la permittivité du substrat ϵ_r :

Lorsque la permittivité relative du substrat augmente, la fréquence de résonance et la bande

passante diminuent, comme nous pouvons le voir sur la Figure 5.10.

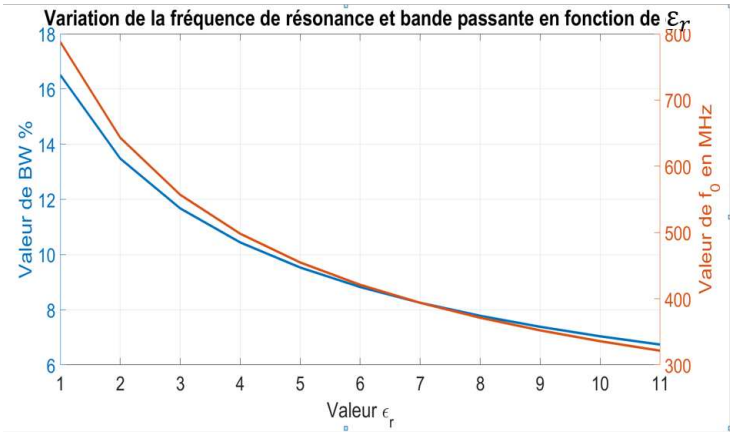


Figure 5.10 Étude paramétrique sur ϵ_r, les autres paramètres correspondent au Tableau 5.2

L'étude paramétrique nous permet donc de conclure que pour avoir une structure EBG fonctionnant en bande VHF qui soit à profil bas, il faudra optimiser les paramètres g, w et h et ϵ_r garantissant la fréquence de résonance et la bande passante voulue.

5.2.3.2 Cellule élémentaire EBG VHF de référence

Dans l'article [3], Best introduit une surface EBG fonctionnant en bande VHF. La fréquence de conception est de 300 MHz. Les paramètres géométriques de la surface EBG sont listées dans le Tableau 5.3 et les performances ont été présentées dans la Figure 5.6. La fréquence de résonance est de 430 MHz et la bande passante de 30%. On remarque que la plage fréquentielle (329-335) MHz de l'ILS se situe dans la zone de réflexion quadratique (282-397) MHz, ce qui permet la conception d'une antenne à profil bas. Cette surface nous servira donc de base pour la conception d'une surface EBG VHF à profil bas.

Tableau 5.3 Géométrie de la surface EBG [3] avec λ calculé à 300 MHz

w	h	g	pin_{dia}	ϵ_r
0.12λ	0.04λ	0.02λ	0.01λ	2.2

Pour une surface EBG (Figure 5.5) composée de 7x7 cellules élémentaires périodiques dont la dimension est donnée dans le Tableau 5.3, la superficie est de 2.44λ x 2.44λ. Le poids et la taille totale de la structure sont donc des éléments non négligeable ici. Ainsi notre but sera de concevoir une surface qui soit légère, à géométrie compacte ($w < 0.12\lambda$) et à profil bas ($h < 0.04\lambda$).

5.2.3.3 Technique pour rendre la surface EBG à profil bas

Utilisation de matériaux à haute perméabilité relative μ_r :

Une technique permettant de de conserver la géométrie du Tableau 5.3 tout en baissant la fréquence de résonance est d'utiliser des substrats à haute perméabilités tels les matériaux en ferrite. Une perméabilité élevée va permettre d'augmenter l'inductance (5.4) du circuit équivalent et donc de diminuer la fréquence de résonance (5.2) [42] et [43].

Ainsi utiliser des matériaux à haute perméabilité est une technique permettant de rendre une structure EBG fonctionnant en bande VHF à profil bas. Dans l'article [42] la hauteur de la surface est de 0.14λ. Malheureusement ces matériaux à hautes perméabilités possèdent l'inconvénient d'être coûteux car difficiles à fabriquer mais surtout de posséder un poids bien plus élevé que des matériaux standards les rendant difficilement utilisables pour des applications aéronautiques.

Utilisation de structure EBG à double niveaux :

Pour baisser la fréquence de résonance sans modifier la hauteur du substrat, nous pouvons augmenter la capacité C du modèle équivalent en introduisant une deuxième capacité C_2 en parallèle avec C. Pour faire cela, nous pouvons utiliser une structure EBG à deux niveaux de patchs tel que représentée sur la Figure 5.11. La capacité C_2 correspond donc à la capacité introduite entre les deux patchs carrés de surface $A = w^2$, séparés par un substrat d'épaisseur d et de permittivité relative ϵ_r. La capacité C_2 peut donc s'exprimer suivant la formule suivante 5.10 [40]

$$C_2 = \frac{A\epsilon_0\epsilon_r}{d} \tag{5.10}$$

Nous simulons donc dans HFSS la cellule élémentaire de la Figure 5.12 dont les dimensions sont données dans le Tableau suivant 5.4. Hormis le double niveau de patchs, il s'agit de la même géométrie que la cellule élémentaire présentée dans la Figure 5.6. Nous faisons varier l'espacement entre les deux niveaux de patchs h_2 entre 0.002λ et 0.01λ pour avoir au maximum $h = h_1 + h_2 = 0.04\lambda$ correspondant à la hauteur de la structure de référence.

Tableau 5.4 Géométrie de la surface EBG à double niveau avec λ calculé à 300 MHz

w	h	h_1	h_2	g	pin_{dia}	ϵ_r
0.12λ	0.04λ	0.03λ	0.01λ	0.02λ	0.01λ	2.2

On peut résumer les résultats de simulations dans le Tableau suivant 5.5 avec $h = h_1 + h_2$. Le cas $h_2 = 0$ correspond à la cellule élémentaire possédant un seul niveau de patch présen-

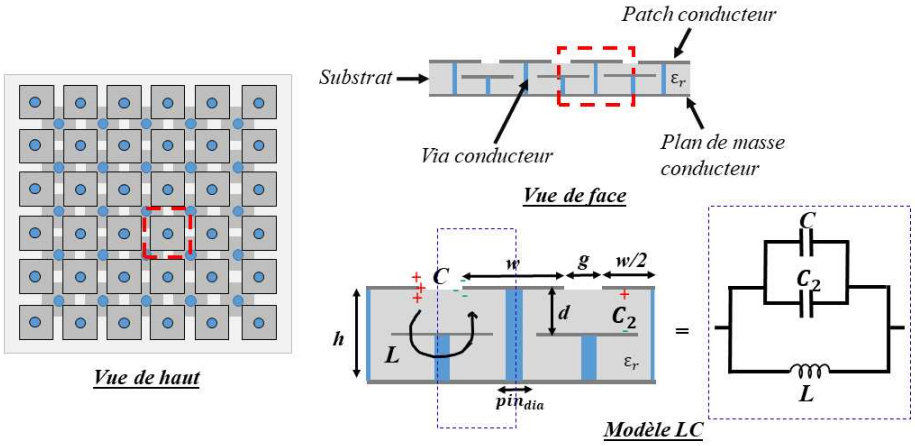


Figure 5.11 Modèle LC structure EBG à deux niveaux

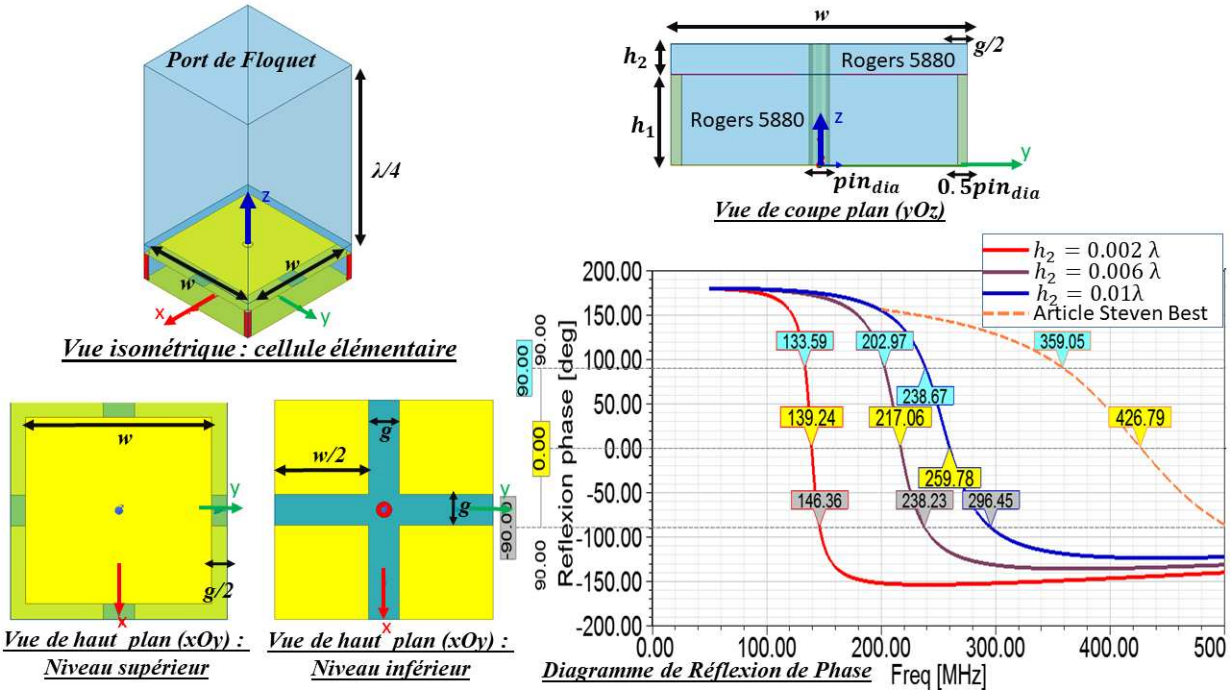


Figure 5.12 Modèle cellule élémentaire à deux niveaux : simulations

tée dans la Figure 5.6. On remarque un bon accord entre théorie et simulation : diminuer l'espacement h_2 entre les deux niveaux de patchs revient à augmenter la capacité C_2 (5.10)

et donc diminuer la fréquence de résonance. Par contre, la bande passante étant inversement proportionnelle à la capacité $C//C_2$ (5.8), diminuer h_2 revient à diminuer la bande passante.

Tableau 5.5 Résultat de simulation en fonction de h_2. Avec λ la longueur d'onde calculée à 300 MHz, $w = 0.12\lambda$, $g = 0.02\lambda$, $pin_{dia} = 0.01\lambda$ et $\epsilon_r = 2.2$

h	0.032λ	0.036λ	0.04λ	0.04λ
h_2	0.002λ	0.006λ	0.01λ	0
ω_r	139 MHz	217 MHz	260 MHz	427 MHz
BW	9 %	12%	24%	30%

Ainsi à géométrie fixe $h = 0.4\lambda$, introduire un double niveaux de patchs permet de diminuer de 167 MHz la fréquence de résonance de la structure initiale à simple niveau. Cette technique va donc être utilisée pour rendre la géométrie compacte et à profil bas.

5.2.4 Structure EBG à double niveau en bande VHF à profil bas

Nous allons prendre comme référence initiale la structure EBG ayant les paramètres géométriques du Tableau 5.4 pour arriver à notre design final de surface EBG VHF à géométrie compacte et profil bas. Pour ce faire nous sommes passés par trois étapes nommées configuration a, b et c présentées dans la Figure 5.13. Les justifications de chaque configuration seront données dans les paragraphes suivants. Le but étant de proposer une antenne fonctionnant pour le système ILS qui soit à profil bas et à géométrie compacte, il faut que la zone quadratique ($90° \pm 45°$ ou$-90° \pm 45°$) de la surface EBG soit située dans la bande de fréquence (329-335) MHz et que la taille des patchs w soit la plus petite possible. Pour chacune des configurations la géométrie est optimisée pour respecter la conditions précédentes.

5.2.4.1 EBG Configuration a)

Le but de la configuration a) est d'optimiser les paramètres géométriques pour atteindre les performances désirées tout en diminuant la taille de la cellule EBG.

Dans l'étude précédente nous avions considéré deux couches de substrats Rogers 5880 de hauteur $h_1 = 3$ cm et $h_2 = 1$ cm. Nous remplaçons dans la configuration a) le Rogers 5880 par du Rogers 6006. Nous faisons le choix du Rogers 6006 de permittivité $\epsilon_{r1} = 6.15$ pour augmenter la capacité C (5.3) et donc baisser la fréquence de résonance.

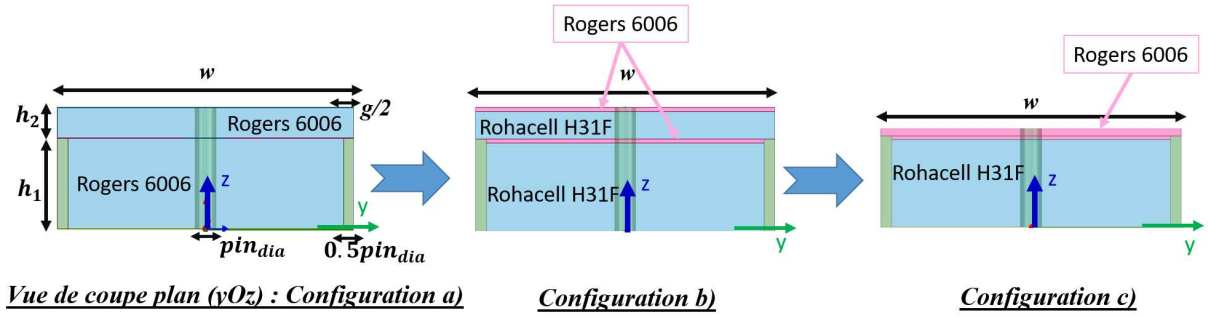


Figure 5.13 Étapes de designs de la surface EBG VHF à profil bas

Nous pouvons voir l'effet d'augmenter la permittivité du substrat lorsque la géométrie est fixe (Tableau 5.4) dans le résultat de la simulation 1 de la Figure 5.14. La fréquence de résonance est passée de 260 MHz à 158 MHz et la bande passante a diminué de 10%.

Dans la simulation 2 de la Figure 5.14 on diminue la valeur de w pour augmenter la fréquence de résonance et la bande passante ; $w = 12$ cm correspond à la valeur initiale de la simulation 1. On voit que lorsque $w = 12$ et 6 cm on a respectivement une fréquence de résonance de 158 MHz et 313 MHz et une bande passante de 12% et 24%. Ainsi à hauteur fixe, diminuer la taille de la surface de moitié revient à augmenter de 156 MHz la fréquence de résonance et de 12% la bande passante.

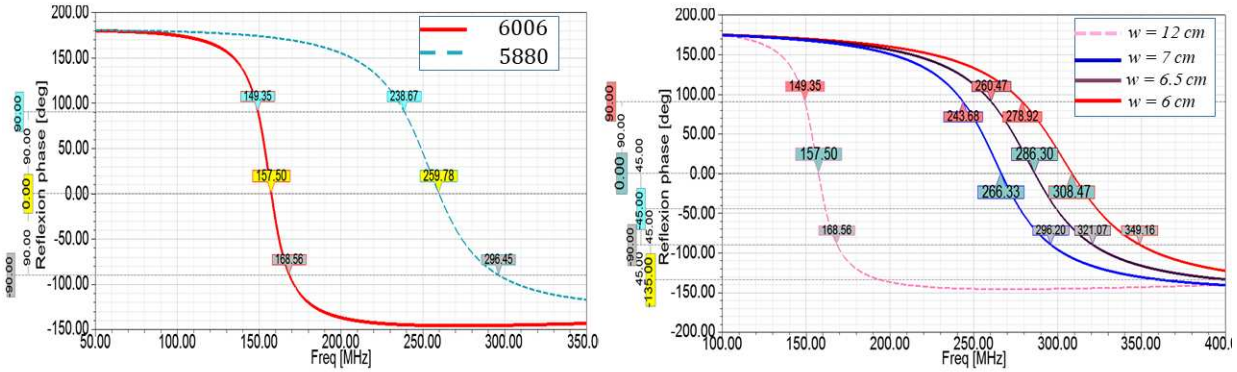
Le choix final des paramètres de la configuration a) est donc résumée dans le Tableau 5.6. Pour cette géométrie, nous pouvons voir sur la Figure 5.15 que la plage fréquentielle (329-335) MHz du système ILS se situe bien dans la zone quadratique de la surface EBG (324 -463) MHz garantissant une conception d'antenne à profil bas.

Tableau 5.6 Géométrie de la surface EBG configuration a) à 300 MHz

w	h	h_1	h_2	g	pin_{dia}	ϵ_{r1}
6 cm	4 cm	3 cm	1 cm	2 cm	1 cm	6.15

5.2.4.2 EBG Configuration b)

La structure de la configuration a) est difficilement réalisable, premièrement car des substrats d'épaisseur aussi élevée ne sont pas disponibles et deuxièmement car le poids de la structure totale serait trop conséquent.



Simulation 1 :
Comparaison Rogers 5880 et 6006

Simulation 2 :
Rogers 6006, variation sur w

Figure 5.14 Simulation EBG configuration a). Des marqueurs sont ajoutés sur les courbes pour indiquer les phases de -135°, -90° et 135°

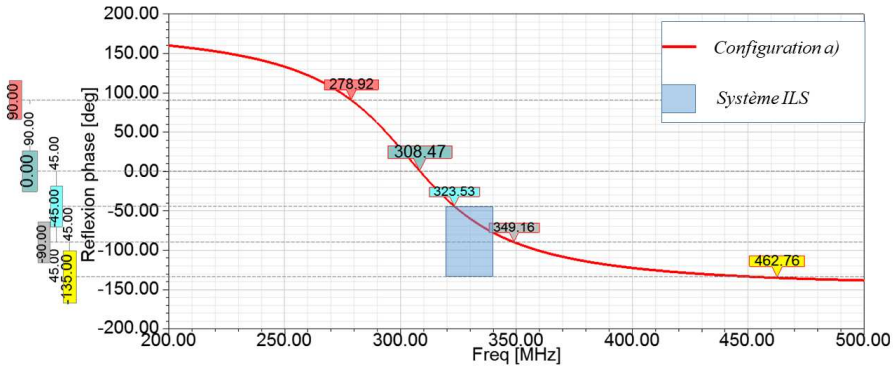


Figure 5.15 Diagramme de phase EBG configuration a), avec les paramètres géométriques optimaux donnés dans le Tableau 5.6

Pour avoir une structure qui soit facilement réalisable et légère nous utilisons dans la configuration b) deux morceaux de Rogers 6006 d'épaisseur $h_{6006} = 1.27$ mm couplés à deux morceaux de Rohacell H31F de permittivité relative $\epsilon_{r2} = 1.05$ et d'épaisseur $h_{(1,2)} - h_{6006}$, tel que nous pouvons le voir dans la Figure 5.13. Nous simulons donc la structure en utilisant

les mêmes paramètres géométriques que la configuration a) Tableau 5.6. Nous observons dans la Figure 5.16 par comparaison à la réponse en phase de la configuration a) que la fréquence de résonance et la bande passante ont augmenté : la fréquence est passée de 313 MHz à 530 MHz et la bande passante de 24% à 39%. Ceci vient du fait que les morceaux de substrats de hauteurs h_1 et h_2 sont maintenant une combinaison de deux substrats de permittivités et d'épaisseurs différentes, ce qui entraîne une baisse de la capacité et donc une augmentation de la fréquence de résonance et de la bande passante.

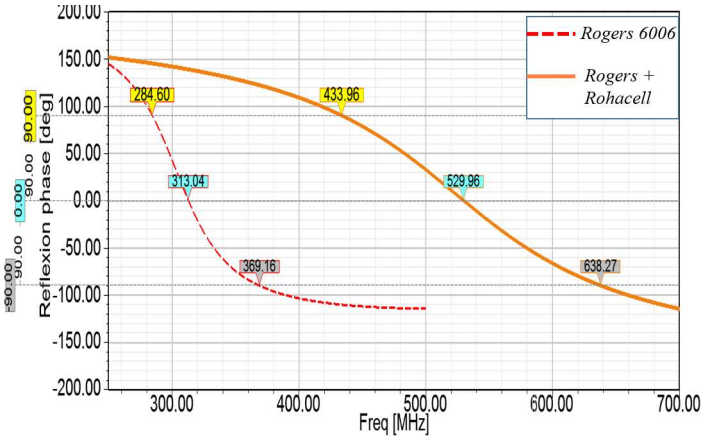


Figure 5.16 Simulation EBG configuration b), utilisant les paramètres géométriques du Tableau 5.6

5.2.4.3 EBG Configuration c)

Le but étant de garder une structure qui soit de taille compacte, nous faisons le choix de ne pas augmenter la valeur de w pour diminuer la fréquence de résonance (530 MHz) de la configuration b) mais d'augmenter la capacité C_2 en diminuant la hauteur h_2. Pour ce faire nous supprimons le morceaux de Rohacell H31F de hauteur $h_2 - h_{6006}$. Nous le remplaçons par deux morceaux de Rogers 6006 d'épaisseur 1.27 mm, on a donc maintenant $h_2 = 2 * h_{6006}$, tel que nous pouvons le voir dans la configuration c) de la Figure 5.13. On simule donc la configuration c) avec la géométrie spécifiée par le Tableau 5.7. On effectue un balayage sur la variable w entre 4 cm et 6 cm. On constate bien l'effet de l'augmentation de la capacité C_2, lorsque $w = 6$ cm la fréquence de résonance de la structure a diminuée de 90 MHz par rapport à la configuration a). Ainsi augmenter C_2 nous permet de diminuer la valeur de w pour avoir une géométrie compacte et atteindre les performances. On remarque que lorsque $w = 5.1$ cm, la bande de fréquence (329-335) MHz du système ILS se situe dans la région quadratique (296-364) MHz, ce qui permet d'avoir une antenne à profil bas.

Tableau 5.7 Géométrie de la surface EBG configuration c) à 300 MHz

w	h	h_1	h_2	h_{6006}	g	pin_{dia}	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}
5.1 cm	3.254 cm	3 cm	0.254 cm	0.127 cm	2 cm	1 cm	6.15	1.05

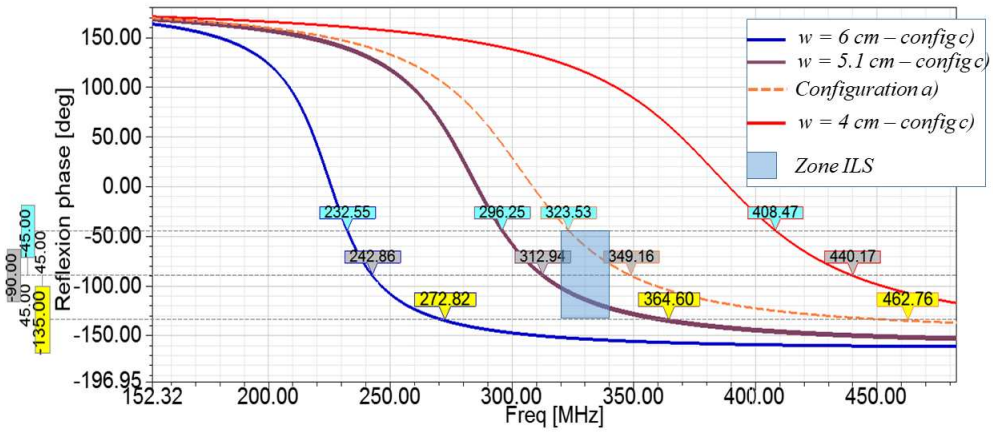


Figure 5.17 Simulation EBG configuration c

La géométrie et les performances de la surface EBG VHF à géométrie compacte et profil bas, par comparaison à la surface de référence de Steven Best [3] (Figure 5.6), sont présentées dans le Tableau suivant (5.8). Nous voyons donc que nous avons pu diminuer de 19% la hauteur et de moitié la taille des patchs mais ceci entraîne une diminution de moitié de la bande passante.

Tableau 5.8 Comparaison de deux cellules EBG compatibles avec le système ILS

Paramètres	EBG VHF	Steven Best	Ecart en (%)
h	0.032λ	0.04λ	19%
w	0.05λ	0.12λ	50%
g	0.02λ	0.02λ	0%
pin_{dia}	0.01λ	0.01λ	0%
BW	18%	34%	16%
Zone Quadratique ILS	(296-364) MHz	(282 - 397) MHz	

5.3 Antenne ILS à profil bas

Dans cette section nous allons développer le modèle de l'antenne ILS à profil bas et géométrie compacte. Pour cela nous commençons par comparer les performances en termes d'adaptation et de directivité de trois configurations d'antennes dipôles à polarisation horizontale au dessus de différents plan de masse à savoir : plan de masse supposé parfaitement électriquement conducteur (PEC), plan de masse supposé parfaitement magnétiquement conducteur (PMC) et plan de masse surface EBG agissant comme un conducteur magnétique artificiel (CMA) [3]. Ensuite nous proposerons deux concepts d'antenne dipôle à polarisation horizontale à profil bas en utilisant la surface EBG précédente (Tableau 5.7). Nous considérerons une surface CMA de dimension finie constituée de 7x7 cellules élémentaires, le CMA est flottant en espace libre, des conditions aux frontières de type PML (perfect match layer) seront donc utilisées en simulation. Le plan de masse utilisé en dessous la surface CMA est de même dimension que celle-ci.

5.3.1 Antenne dipôle à polarisation horizontale et profil bas en bande VHF : comparaison PEC, PMC, EBG

Tout d'abord nous considérons un dipôle filaire de longueur 0.48λ et de rayon 0.005λ à 300 MHz [3] situé suivant l'axe (Oy) parallèlement à la surface CMA et alimenté en son centre par une source de tension localisée dont l'impédance interne est de 75Ω. La fréquence de résonance est de 280 MHz en espace libre d'après la Figure 5.18. Nous plaçons ce dipôle au centre et à une hauteur $h_d = 0.02\lambda$ au-dessus de différents réflecteurs situés à $z = 0$. Ces réflecteurs sont de type PEC, PMC et CMA. Pour le CMA on utilise la surface EBG (7x7) proposée par Best dans l'article [3] dont la géométrie est donnée Figure 5.6. Les réflecteurs sont à géométrie carrée et ont une superficie égale à celle de la surface EBG, soit une superficie totale de (λ x λ) à la fréquence de conception de 300 MHz.

Les paramètres S_{11} de l'antenne obtenus en simulation sont montrés dans la Figure 5.18. Pour le dipôle en espace libre, la plage de fréquence 266-300 MHz pour laquelle $S_{11} \leq -10$ dB se situe dans la zone de réflexion quadratique 280-397 MHz de la surface EBG (Figure 5.6). Lorsque le plan de masse est en PEC, l'antenne n'est pas du tout adaptée sur la bande de fréquence 200-400 MHz. En utilisant un plan de masse en PMC l'antenne est adaptée et la courbe de S_{11} possède la même variation que celle de l'antenne en espace libre. L'utilisation d'une surface EBG de (7x7) cellules permet d'adapter l'antenne sur la plage de fréquence 312-325 MHz ($S_{11} \leq -10$ dB), et déplace la fréquence de résonance du dipôle en espace libre vers les hautes fréquences. La fréquence est passée de 280 MHz à 325 MHz.

Ainsi cette simulation confirme la propriété selon laquelle il est possible de réaliser une antenne (dipôle filaire avec une surface CMA) qui soit adaptée et à profil bas ($\lambda/16$) lorsque la bande de fréquence désirée de l'antenne se situe dans la zone de réflexion quadratique de la surface EBG.

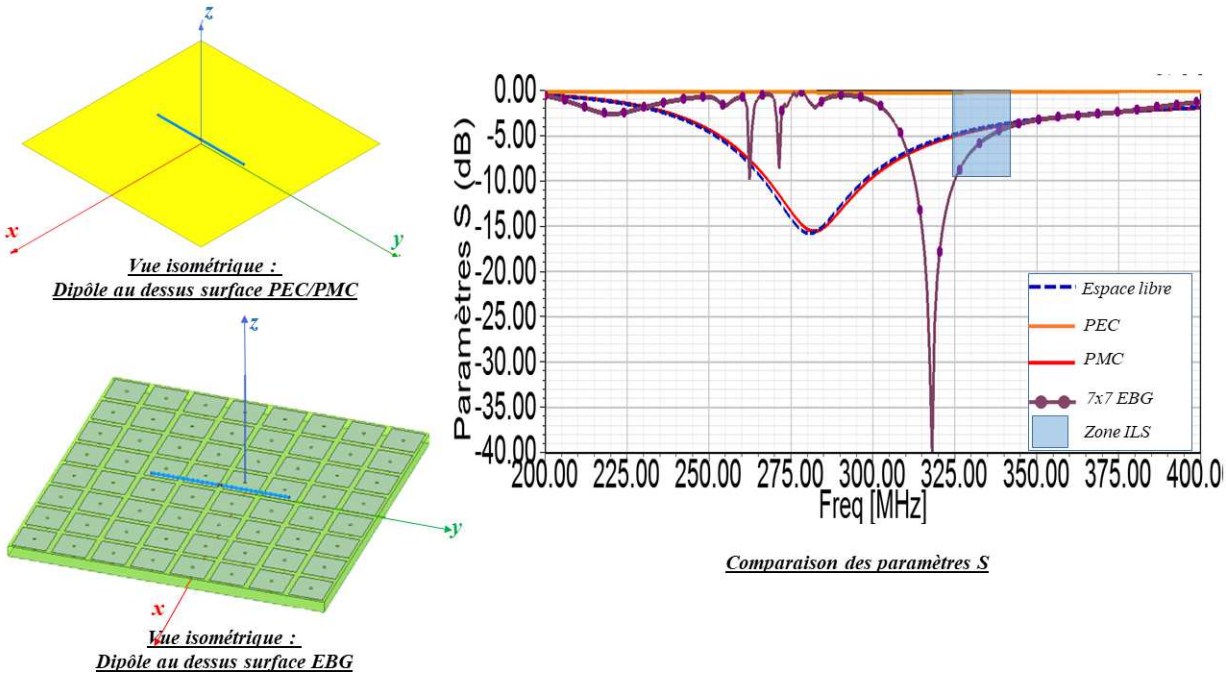


Figure 5.18 Simulation des différentes configurations d'antennes dipôles

On analyse dans la Figure 5.19 le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan azimutal (xOy) pour les trois plans de masses précédents à la fréquence de 332 MHz, fréquence centrale du système ILS. La directivité totale de l'antenne est la même lorsque le dipôle est en espace libre et au-dessus d'un PMC, avec un maximum situé à $\phi = 0°$ de 2.2 dB, il s'agit ici d'un cas idéal. Lorsque le plan de masse est en PEC le rayonnement de l'antenne est détérioré, le maximum de directivité est de -6.6 dB. En utilisant une surface EBG (7x7) on peut améliorer cette directivité pour avoir un maximum de -2.3 dB. Ceci correspond donc à une amélioration de 4.3 dB de la directivité.

Par contre, l'utilisation d'une surface EBG introduit des perturbations dans le diagramme de rayonnement comme nous pouvons le voir dans la deuxième partie de la Figure 5.19. Nous voyons l'apparition d'un rayonnement non nul suivant l'axe du dipôle causé par par la composante θ du champ. Nous étudions plus en détail cette dégradation dans le patron de rayonnement en fonction de la fréquence dans la Figure 5.20. Le diagramme de rayonnement est dégradé pour des fréquences situées dans la région quadratique, ici 285 MHz et 320 MHz

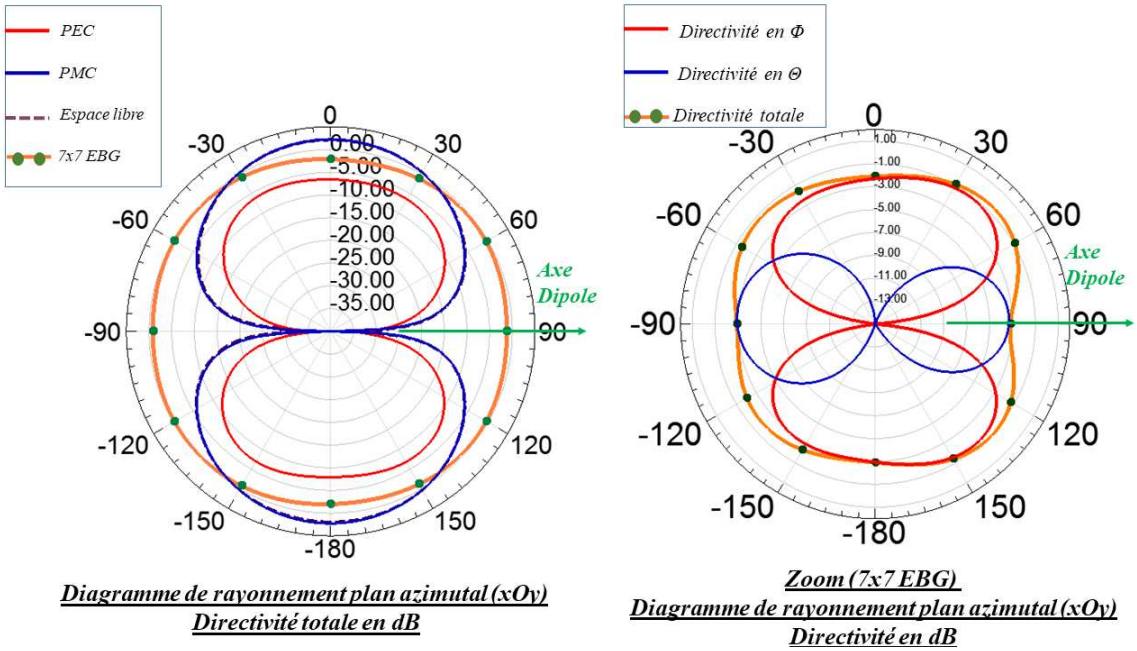


Figure 5.19 Directivité dans le plan azimutal des différentes configurations d'antennes dipôles à 332 MHz

qui sont bien inférieures à la fréquence de 500 MHz correspondant au nul de phase de la surface EBG. À des fréquences proches du zéro de phase (450 et 500 MHz) la surface se comporte comme un CMA, la dégradation du diagramme de rayonnement a disparu. Cette dégradation se caractérisant par un rayonnement suivant l'axe du dipôle (ici axe Oy) fut soulevée dans [3]. Ceci est caractéristique d'une onde TM et est due au courant présent sur les vias conducteurs qui relient les patchs au plan de masse. Lorsque les vias sont enlevées, le rayonnement non nul suivant l'axe du dipôle dans le diagramme de rayonnement disparaît comme nous pouvons le voir dans la Figure 5.21 pour les fréquences de 285 MHz et 320 MHz, par contre l'antenne n'est dans ce cas plus du tout adaptée.

Ainsi faire le choix d'un dipôle fonctionnant dans la région quadratique de la surface EBG a pour avantage d'avoir une antenne adaptée qui soit à profil bas mais a pour désavantage de dégrader le diagramme de rayonnement en introduisant un rayonnement non nul suivant l'axe du dipôle. Cette dégradation peut être problématique dans le cas d'un système ILS où le niveau de réception de signaux à polarisation verticale doit être 10 dB inférieure au niveau de réception de signaux à polarisation horizontale dans le plan azimut.

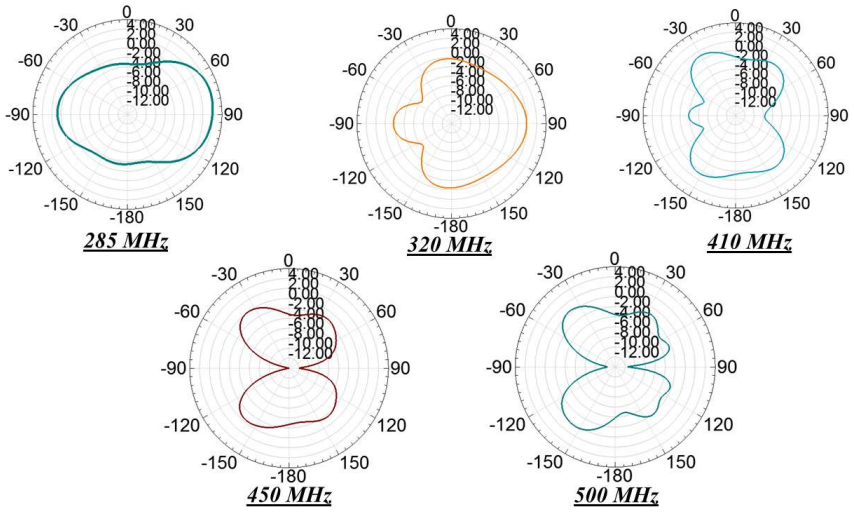


Figure 5.20 Évolution du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle avec EBG sans vias en fonction de la fréquence dans le plan azimut. Il s'agit de la Directivité totale en dB.

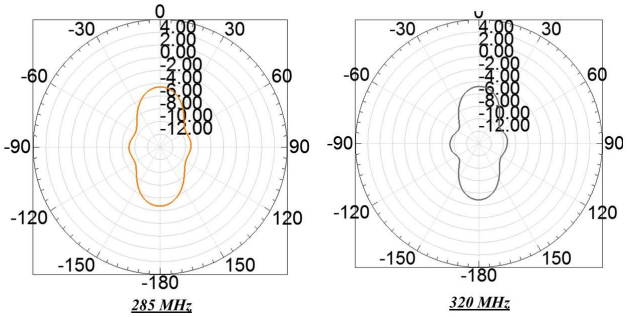


Figure 5.21 Évolution du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle avec EBG sans vias en fonction de la fréquence dans le plan azimut. Il s'agit de la Directivité totale en dB.

5.3.2 Antenne ILS filaire à profil bas et géométrie compacte

La fréquence de conception est toujours de 300 MHz. Nous allons maintenant proposer un modèle d'antenne constitué d'un dipôle situé à une hauteur $h_d = 0.02\lambda$ d'une surface EBG (7x7) périodique à double niveau dont les cellules élémentaires de type c) ont les dimensions données dans le Tableau 5.7. La zone quadratique de cette surface EBG correspond à la bande de fréquence 296-364 MHz (Figure 5.17). C'est pourquoi nous gardons le dipôle précédent de longueur 0.48λ et de rayon 0.005λ à 300 MHz dont les propriétés fréquentielles ($S_{11} \leq -10$ dB :266-300 MHz) permettent de réaliser une antenne à profil bas. Nous simulons l'antenne présentée dans la Figure 5.22. Le dipôle est alimenté en son centre par une source de tension localisé d'impédance interne 75Ω et est située à une hauteur h_d au-dessus du centre de la

surface EBG.

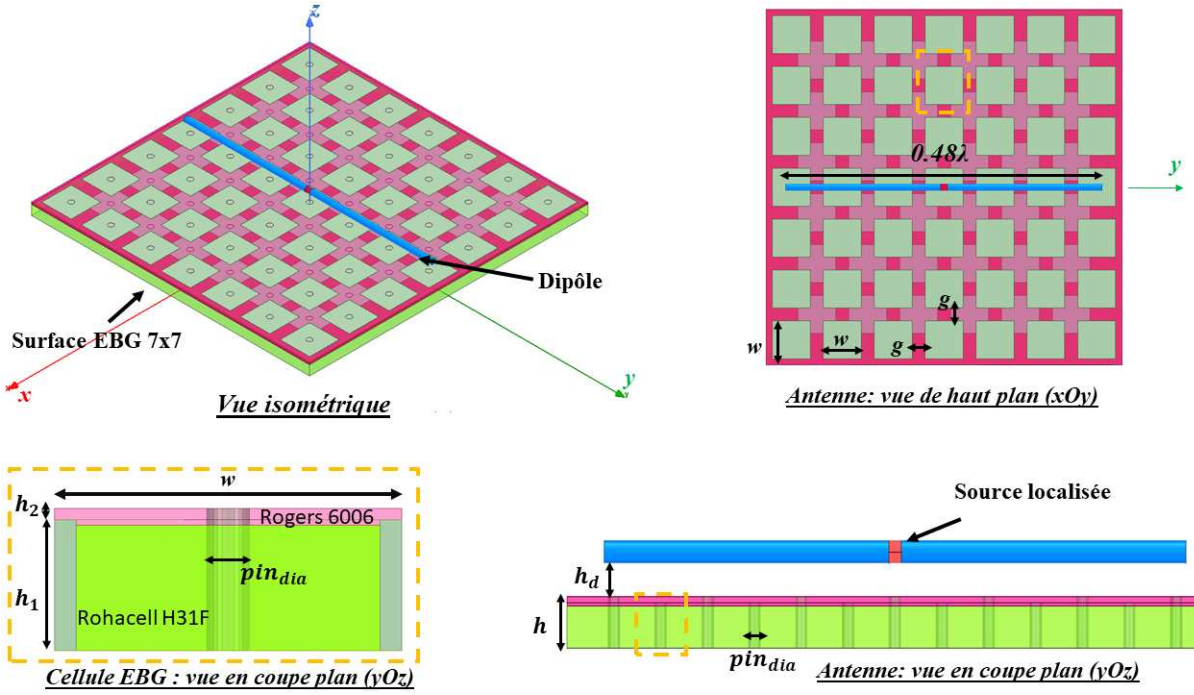


Figure 5.22 Antenne Dipôle au dessus d'une surface EBG 7x7 à double niveau de type c)

D'après les résultats de simulation de la Figure 5.23, l'antenne est adaptée avec $S_{11} \leq -10$ dB sur la bande de fréquence 322-341 MHz. L'antenne couvre donc la bande de fréquence du système ILS Glideslope 329-335 MHz. Comme dans le Tableau 5.8, on peut comparer les performances à l'antenne présentée précédemment utilisant la surface EBG de l'article [3]. La bande passante de l'antenne en pourcentage est sensiblement la même (BW = 6%) alors que la superficie totale de l'antenne fut diminuée de moitié et la hauteur diminuée de 0.01λ. On voit donc ici que l'utilisation d'une structure EBG à double niveau (Figure 5.13) a permis de diminuer la géométrie de l'antenne tout en gardant des performances fréquentielles semblables.

On simule la variation du gain total de l'antenne sur la bande de fréquence 325-340 MHz et on compare les résultats au gain du même dipôle situé à la même hauteur $h_d = 0.02\lambda$ d'une surface en PEC. Les résultats sont donnés dans la Figure 5.24. La surface EBG agit donc comme un pseudo PMC car le gain de l'antenne est supérieur au gain du dipôle au dessus du PEC sur toute la bande de fréquence, le gain est amélioré de 4.5 dB. Par contre, comme nous pouvons le voir sur le diagramme de rayonnement de l'antenne de la Figure 5.24 un rayonnement non nul suivant l'axe du dipôle ($\pm 90°$) est présent, car le dipôle fonctionne dans la région quadratique de la surface EBG.

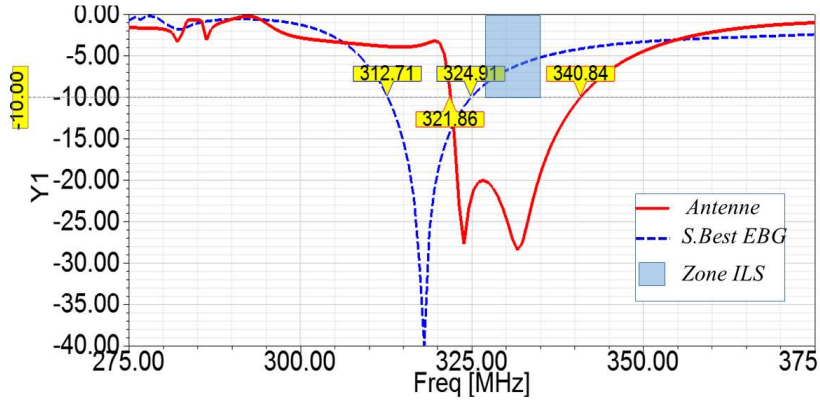


Figure 5.23 Paramètre S d'un dipôle filaire

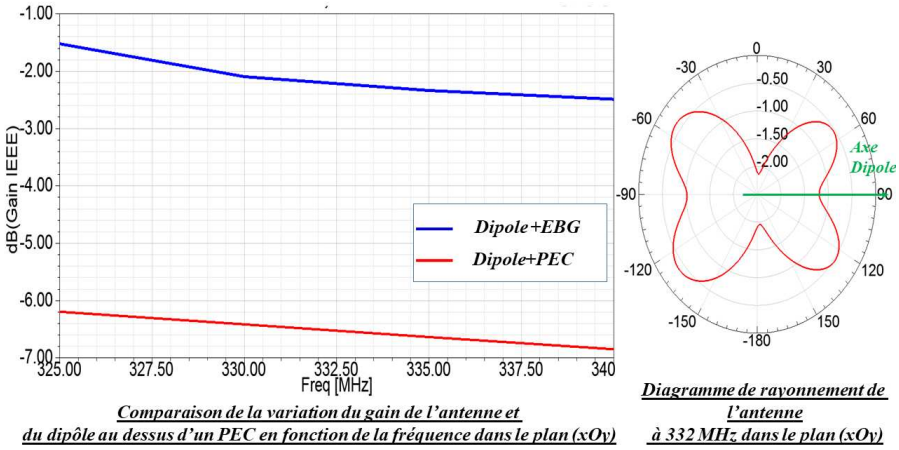


Figure 5.24 Comparaison du gain total de l'Antenne au gain d'un dipôle placé à une hauteur h_d au dessus d'une surface en PEC

5.3.3 Antenne ILS planaire à profil bas et géométrie compacte

Dans le but de proposer une antenne qui soit à géométrie plus compacte nous allons dans cette sous-section proposer une antenne basée sur le même principe que précédemment mais en remplaçant le dipôle de type filaire par un dipôle de type planaire. La fréquence de design est toujours de 300 MHz.

Pour l'antenne proposée précédemment, le dipôle était alimenté directement en son centre par une source de tension localisé d'impédance interne de 75Ω. Lorsque le dipôle est directement alimenté par une alimentation simple port comme le conducteur centrale d'un câble

coaxial d'impédance 75Ω, l'alimentation est non-balancée car du courant se propage le long du câble coaxial. Le câble devient alors un élément rayonnant, et engendre des perturbation dans le diagramme de rayonnement de l'antenne comme des non symétrie. Pour régler ce problème on utilise un "balun" (*balanced to unbalunced*) qui permet de faire la liaison entre un système non balancé (câble coaxial) et un système balancé (antenne). Le balun de type coaxial se compose d'une ligne coaxiale et d'une ligne de transmission de longueur $\lambda/4$ dont la terminaison est court-circuitée. La combinaison de ces deux lignes permet de présenter une impédance infinie au point d'alimentation résultant en l'élimination du courant de fuite [44].

Lorsque le dipôle est de type planaire on parle en anglais de "integrated balun" (balun intégré) [44] et [45]. Il s'agit le plus souvent de ligne de transmission microstrip, d'un stub de longueur $\lambda_{s,g}/4$ (λ_g correspondant à longueur d'onde guidée) à terminaison circuit ouvert, et d'une fente court-circuitée de longueur $\lambda_{f,g}/4$. La ligne de transmission microstrip est équivalente au conducteur central du câble coaxial, et le plan de masse est équivalent au conducteur extérieur. La plupart du temps, le système dipôle-balun est réalisé à la résistance de résonance du dipôle 75Ω ce qui implique d'utiliser un câble coaxial de même impédance, un adaptateur d'impédance sera alors requis pour connecter l'antenne sur des systèmes 50 Ω. C'est pourquoi, on développera dans cette sous-section un dipôle planaire dont le balun de type J-balun est adapté à 50Ω, basé sur le travail de [44].

Le dipôle planaire en espace libre est présenté dans la Figure 5.25, celui-ci est réalisé pour fonctionner en bande VHF (300 MHz). Le substrat utilisé est le Rogers 5880 d'épaisseur $h_{5880} = 0.508$ mm et de dimension ($\lambda/2$ x $\lambda/3$). Le dipôle et le plan de masse sont imprimés sur le dessus du substrat. Les branches du dipôle sont orientées suivant l'axe (Ox). Le balun consiste ici d'une ligne microstrip ayant une impédance caractéristique de 50Ω et d'une fente qui sont respectivement imprimées sur le dessous et dessus du substrat. La ligne microstrip peut se diviser en deux parties au niveau du point d'alimentation, d'un coté la ligne de transmission 50Ω alimentée par un port d'excitation et de l'autre une section de longueur $\lambda_{s,g}/4$ à terminaison circuit ouvert. La fente de longueur $\lambda_{f,g}/4$ est court-circuitée par le plan de masse. Pour la simulation, l'excitation se fait avec un port d'impédance 50Ω qui relie le plan de masse du dipôle à la ligne microstrip. Ce port sera par la suite remplacé par le connecteur SMA.

Les paramètres géométriques de la structure obtenus après optimisation sont donnés dans le Tableau 5.9. Cette géométrie fut ajustée pour que le dipôle planaire ait la même fréquence de résonance que le dipôle filaire, à savoir 280 MHz, comme on peut le voir dans les résultats de la simulation de la Figure 5.26. Dans cette figure, le dipôle filaire est adapté à $Z_0 = 75\Omega$ alors que le dipôle planaire est adapté à $Z_0 = 50\Omega$. Ainsi, la zone de fréquence pour

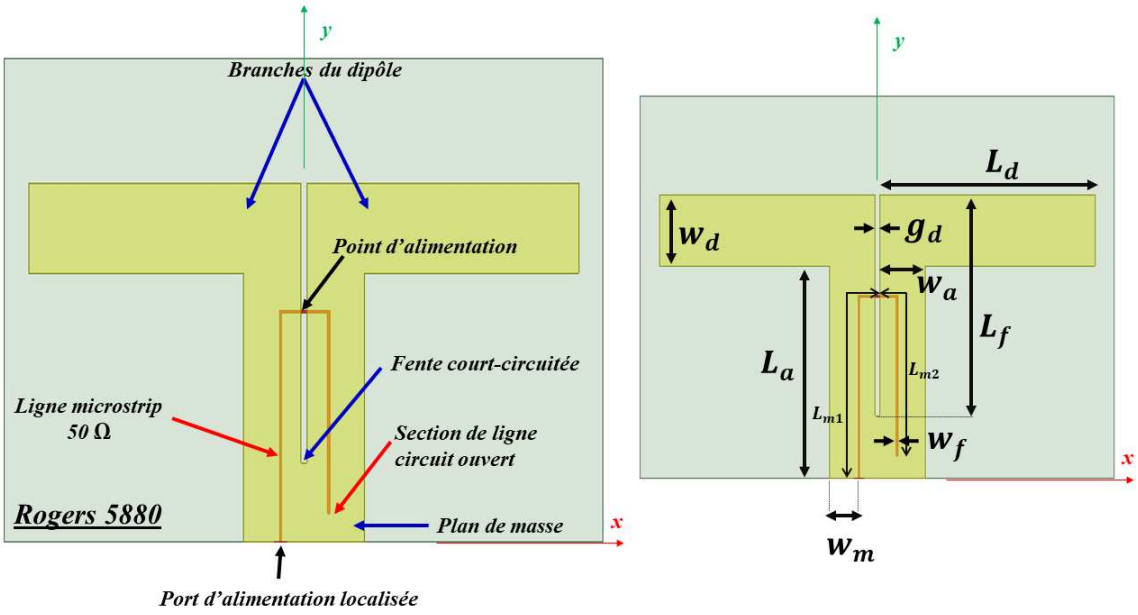


Figure 5.25 Dipôle planaire J-Balun en espace libre

laquelle $S_{11} \leq -10$dB est située dans la zone quadratique de la surface EBG. La fréquence de résonance du dipôle est ajustée par le paramètre L_d, la bande passante par w_d et w_a. Le niveau d'adaptation est ajustée par les paramètres du balun et de la fente. On remarque que la bande passante à -10 dB du dipôle planaire est un peu plus élevée que celle du dipôle filaire, on a respectivement 264-302 MHz contre 267-297 MHz.

Tableau 5.9 Géométrie du dipôle planaire

L_a	L_d	L_f	L_{m1}	L_{m2}
51 mm	227 mm	177 mm	164.2 mm	147 mm
g_d	w_a	w_d	w_f	w_m
5 mm	47.5 mm	57 mm	1.567 mm	30 mm

Dans la Figure 5.27 le courant de surface sur le métal inférieur et supérieur est affichée. La direction du courant de surface montre une distribution balancée entre les deux branches du dipôle. Le changement de phase de 180° du courant sur la section verticale montre le bon fonctionnement du balun. Le diagramme de rayonnement dans le plan E (plan xOy) est typique d'un dipôle avec un gain maximum de 2.5 dB dans la direction $\phi = 90°$. Toutefois une légère dissymétrie entre le rayonnement avant et arrière de l'antenne est observable correspondant à un écart de gain de 1 dB.

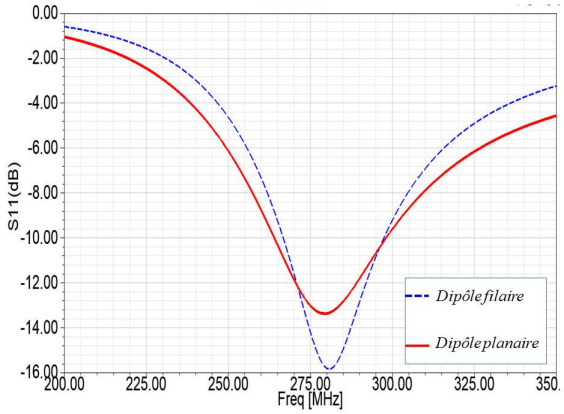


Figure 5.26 Paramètre S du dipôle planaire J-Balun en espace libre

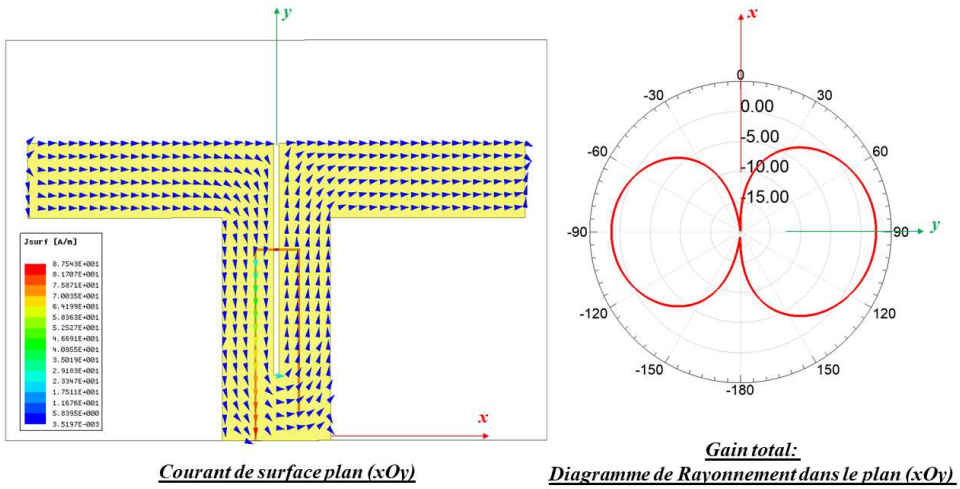


Figure 5.27 Dipôle planaire J-Balun en espace libre

Le dipôle planaire est ensuite disposé à une hauteur $h_d = 0.02\lambda$ de la surface EBG (7x7) présentée dans la Figure 5.28 dont la géométrie de chaque cellule élémentaire est référencée dans le Tableau 5.7. Le dipôle est disposé de telle sorte que ses branches soient situées au centre de la surface EBG, suivant l'axe (Ox).

On simule les paramètres S de l'antenne en alimentant le dipôle par une source de tension localisée dont l'impédance interne est de 50Ω. Le paramètre S_{11} est présenté dans la Figure 5.29 et comparé à celui de l'antenne dipôle filaire de la section 5.3.2. On remarque que les paramètres S sont assez similaires, étant donné que le dipôle planaire dispose d'une plus large bande passante il est normal de retrouver cette caractéristique ici. La bande passante à -10

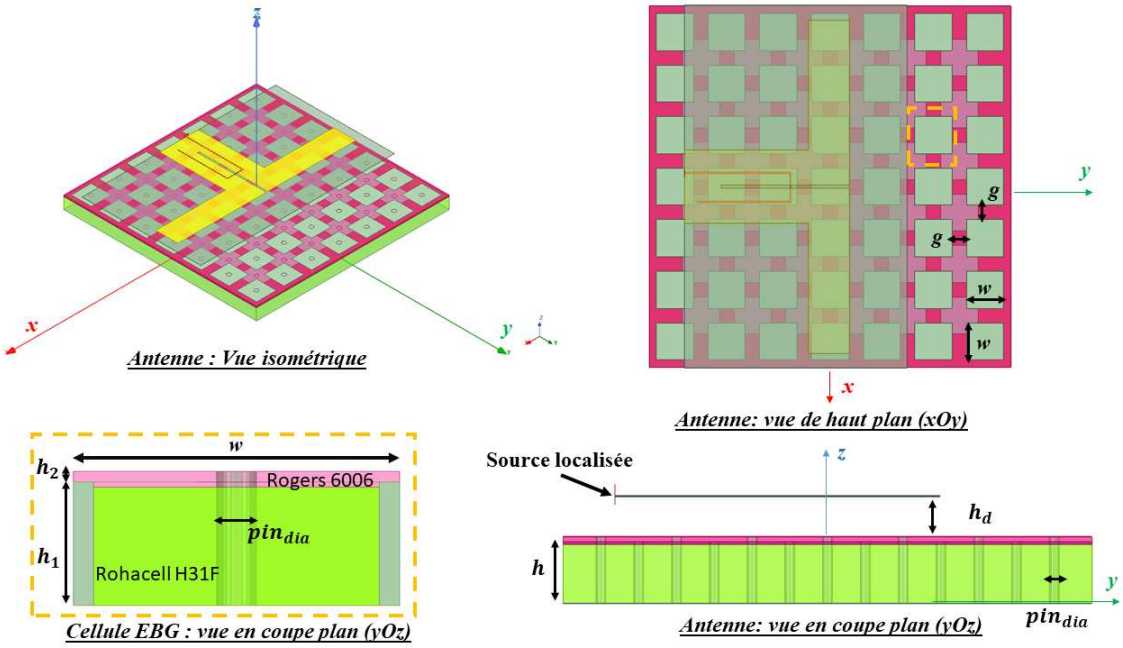


Figure 5.28 Antenne : dipôle planaire et surface EBG

dB de l'antenne occupe la plage de 322-343 MHz. L'antenne fonctionne donc pour le système ILS Glideslope.

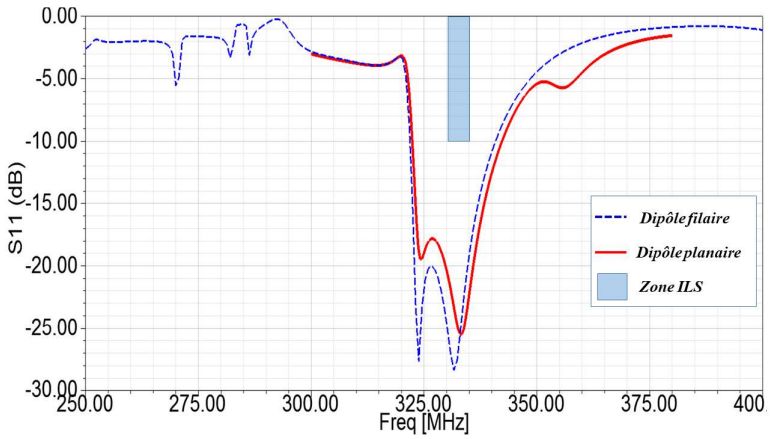


Figure 5.29 Paramètes S

Le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan *(xOy)* est présenté dans la Figure 5.30. La dissymétrie du diagramme de rayonnement est ici plus présente, avec respectivement un maximum de 0.6 dB à $\phi = 90°$ et -3 dB à $\phi = -90°$. On pourrait supposer que le balun se comporte comme un réflecteur lorsqu'il est positionné au dessus de la surface EBG.

Pour pouvoir satisfaire à la norme DO-192, le gain de la composante horizontale du champ

de l'antenne dans la direction $\phi = 90°$ (pour notre cas) doit être au maximum inférieur de 15 dB au gain d'un dipôle résonant à 332 MHz en espace libre. On simule dans la Figure 5.30 la variation du gain totale de l'antenne sur la bande de fréquence 325-340 MHz par comparaison au gain d'un dipôle résonant à la fréquence de 332 MHz en espace libre et au gain de l'antenne de la section précédente 5.3.2 composée d'un dipôle filaire. On remarque que sur toute la bande de fréquence le gain de l'antenne planaire est supérieure au gain de l'antenne avec dipôle filaire et, est inférieure au gain du dipôle résonant à 332 MHz. Respectivement, à la fréquence de 332 MHz le gain de l'antenne est supérieure de 1.6 dB et est inférieure de 0.5 dB. Les performances requises par la norme en terme de gain sont donc respectées.

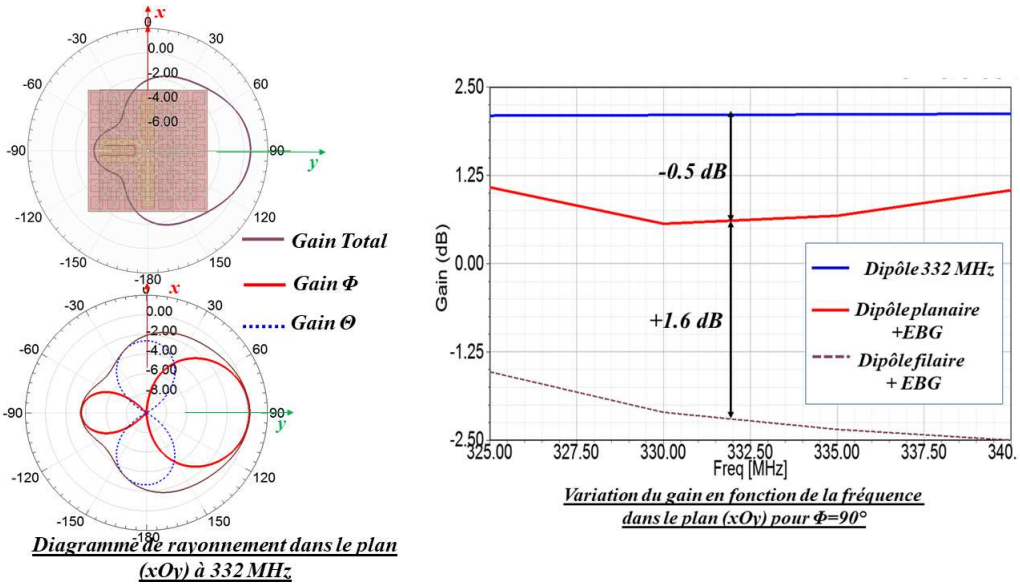


Figure 5.30 Variation du gain total en fonction de la fréquence

Cette antenne est donc un bon candidat pour proposer une nouvelle génération d'antenne ILS au placement facilité sous le fuselage de l'avion. L'antenne fonctionnant en bande VHF (300 MHz) est à géométrie compacte et à profil bas, respectivement une surface de 0.5λ x 0.5λ et une hauteur de $\lambda/17$ et possède un poids léger par l'utilisation du Rohacell HF31. Toutefois ce design peut rencontrer une certaine limite car comme nous l'avons vu les vias présent dans la surface EBG perturbent la polarisation horizontale de l'antenne. En effet, dans le plan azimut dans la direction suivant l'axe du dipôle, la réception de signaux à polarisation verticale n'est pas 10 dB inférieure à la réception de signaux à polarisation horizontale comme nous pouvons le voir dans la Figure 5.30.

5.3.3.1 Étude de l'antenne sur un plan de masse considéré infini et intégration dans le fuselage de l'avion

Une étude sur la position de l'antenne sur le fuselage inférieure de l'avion doit être menée. L'objectif serait d'intégrer le plan de masse EBG à l'intérieur du fuselage de l'avion. Le fuselage devrait donc posséder un trou dont les dimensions (profondeur et superficie) permettent de recevoir la surface EBG, l'antenne en surface du fuselage aurait alors une hauteur de $\lambda/50$. On se retrouve alors avec la configuration de la Figure 5.31 en considérant que le fuselage de l'avion est la surface jaune faite d'aluminium, on considère ce plan de masse de dimension 4λ x 4λ. Dans un premier temps l'antenne est positionnée au centre de la surface.

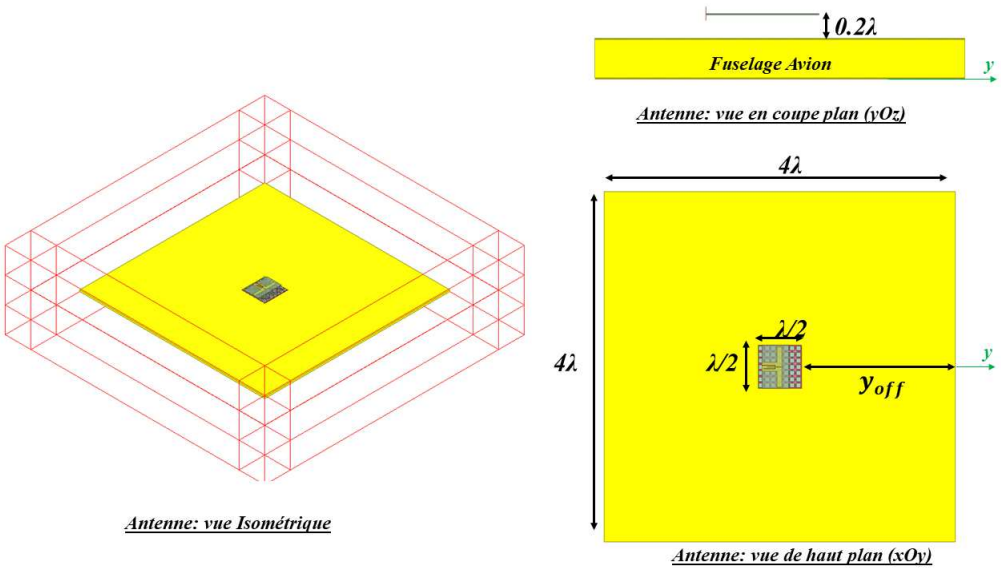


Figure 5.31 Intégration de l'antenne dans le fuselage de l'avion

Nous avons simulé le paramètre S_{11} et le gain de cette antenne intégrée dans fuselage par comparaison aux performances de l'antenne développée dans ce chapitre, et de la même antenne disposée sur un plan de masse carré de dimension 4λx4λ simulant le fuselage de l'avion. La fréquence de conception est de 300 MHz. On remarque dans la Figure 5.32 que les paramètres S_{11} sont différents si l'antenne est disposée sur un plan masse de dimension 4λx4λ et sur un plan de masse de dimension égale à la surface EBG (Figure 5.25). Le pic de fréquences à 325 MHz ($S_{11} = -18$ dB) à disparu et celui à 335 MHz ($S_{11} = -28$ dB) a un niveau d'adaptation inférieur ($S_{11} = -12$ dB). Nous observons quasiment le même phénomène lorsque la surface EBG est totalement intégrée dans le fuselage.

Le gain total dans le plan azimutal pour ces trois configurations à la fréquence de 332 MHz est présentée dans la Figure 5.33. On remarque une énorme différence en terme de gain

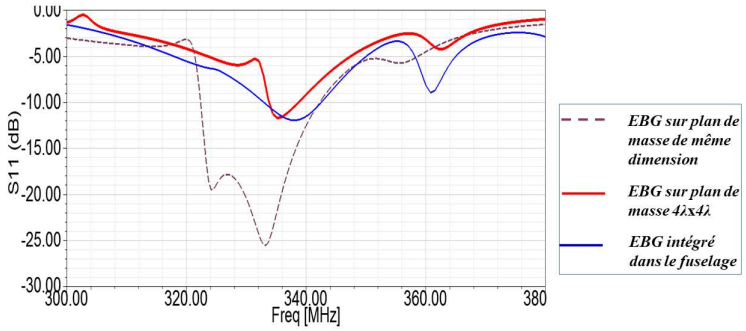


Figure 5.32 Paramètres S_{11} des différentes configurations

entre ces trois configurations dans la direction de rayonnement $\phi = 90°$. En effet, lorsque le plan de masse est de même dimension que la surface EBG (courbe tiret violet) le maximum de rayonnement se situe suivant l'axe *(Oy)* à $\phi = \pm 90°$. Or, ce maximum est modifié dans les deux autres configurations (courbe bleue et rouge). Cette modification se traduit par l'apparition d'un nul dans la direction $\phi = \pm 90°$ et d'un rayonnement non désiré suivant l'axe *(Ox)* du dipôle.

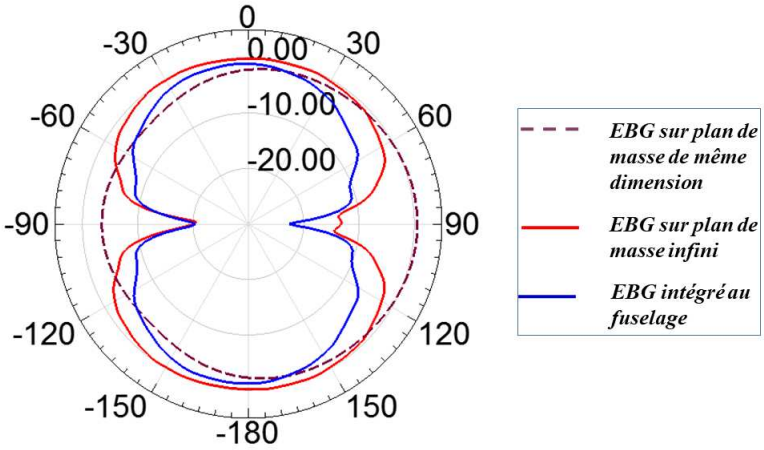


Figure 5.33 Gain total dans le plan *(xOy)*

On peut observer ce phénomène dans la Figure 5.34 en affichant le vecteur de Poynting moyen dans le plan de coupe *(xOy)* lorsque la surface EBG est disposée sur les deux configurations de plan de masse (dimension infinie et finie). On observe cette la dégradation cité précédemment

au niveau de la concentration du maximum du rayonnement, pour l'un suivant l'axe *(Ox)* et pour l'autre suivant l'axe *(Oy)*. Ceci est dû au fait que le champ électrique tangentielle non nul sur la surface EBG se trouve devenir nul une fois qu'il atteint la surface en métal. La présence de champ diffracté au bord de la surface EBG à l'interface avec le métal régénère les ondes TM qui étaient bloquées par la surface EBG.

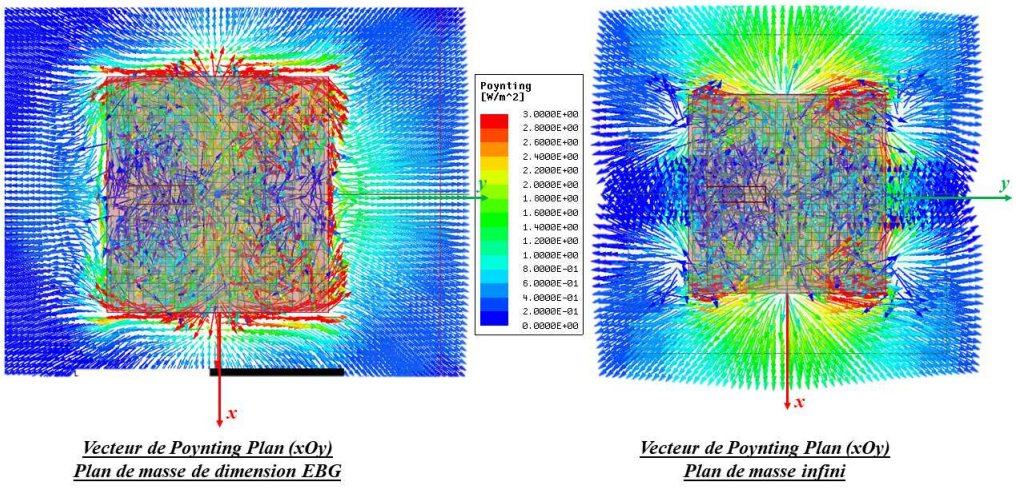


Figure 5.34 Vecteur de Poynting moyen dans le plan *(xOy)*

Pour tenter d'améliorer le gain lorsque la surface EBG est intégrée dans le fuselage ou disposée sur un plan de masse de dimension infinie, on a étudié la variation du gain en fonction de la position de la surface EBG par rapport au bord du plan de masse. Pour cela on a introduit le paramètre y_{pos} qui correspond à la distance entre le bord de la surface EBG et le bord du plan de masse de la Figure 5.31.

On simule dans un premier temps le paramètre S_{11} pour différentes valeurs de $y_{pos} = \frac{7\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4}, \frac{\lambda}{4}, \frac{\lambda}{20}$. On voit donc dans la Figure 5.35 que la position de l'antenne n'a pas d'impact sur la variation du paramètre S_{11}.

On simule ensuite sur la bande de fréquence 320-340 MHz la variation du gain total dans le plan azimutal à $\phi = 90°$.
On observe sur la Figure 5.36 que le gain total dépend de la position de l'antenne. Les courbes de références sont la courbe rouge correspondant au gain de l'antenne positionnée à l'intérieur et au centre de la surface en métal et, la courbe en pointillées roses correspondant au gain de la surface EBG disposée au centre sur un plan de masse métallique considéré infini (4λx4λ). Pour ces deux configurations, on a une diminution de -12 dB (au minimum) du gain de

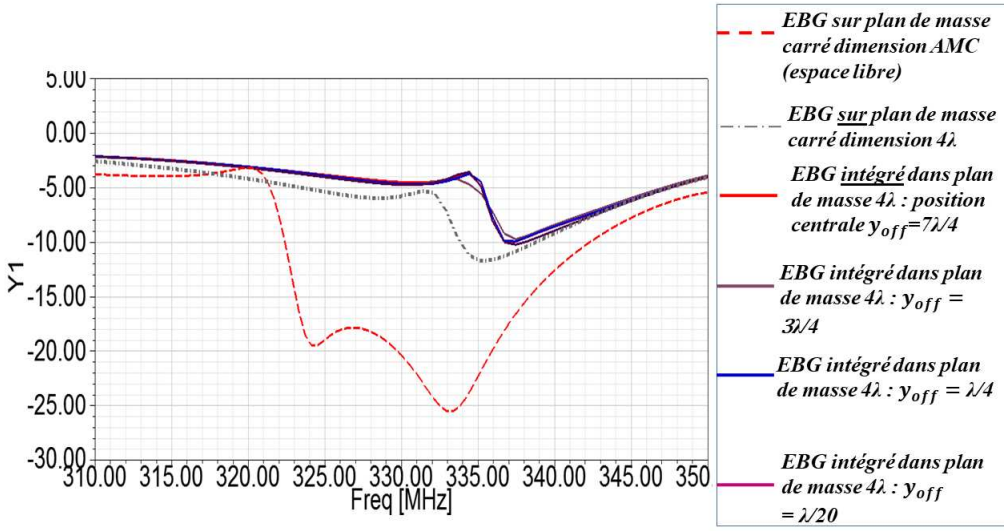


Figure 5.35 Paramètre S_{11} pour différentes valeurs de y_{pos}

l'antenne en espace libre (courbe verte). On remarque que lorsque $y_{pos} = \frac{\lambda}{4}$ (courbe violette), le gain peut être amélioré de 7 dB entre 320 MHz et 335 MHz et de 3 dB entre 335 MHz et 350 MHz par rapport à la configuration de la courbe rouge.

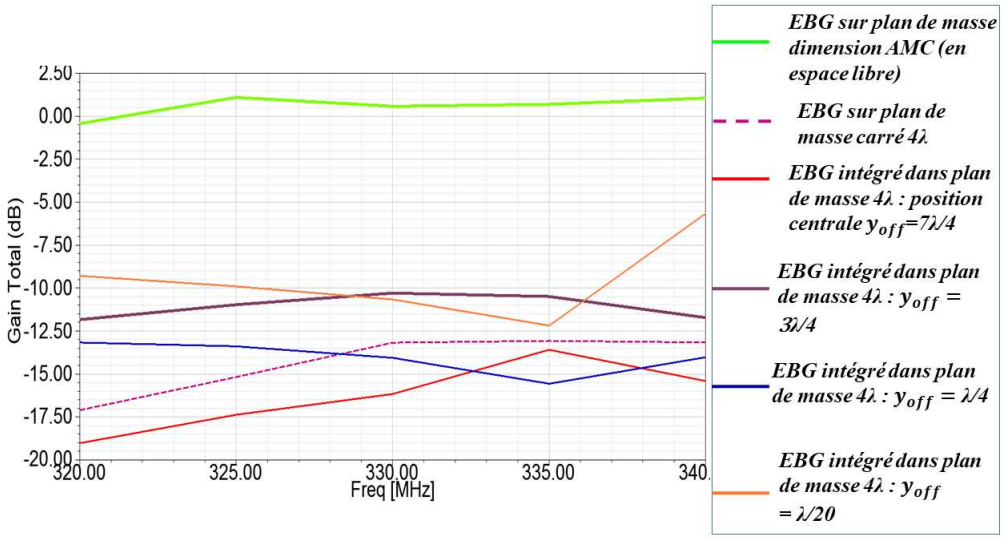


Figure 5.36 Variation du gain dans le plan azimut à $\phi = 90°$ pour différentes valeurs de y_{pos}

Ainsi lors de l'intégration de l'antenne au fuselage de l'avion une étude sur la position de l'antenne devra être menée pour maximiser le gain.

CHAPITRE 6 CONCLUSIONS

Ce chapitre vise à résumer le travail effectué dans ce mémoire, ses limitations et ses pistes futures d'améliorations. Ce projet de recherche proposant de nouvelles antennes à profil bas pour applications aéronautiques s'inclut dans un projet global de type industriel visant à concevoir une nouvelle génération de Radio Logiciel par l'utilisation de SDR. Ce projet de recherche dirigé par l'École de Technologie Supérieur laboratoire Lassena en collaboration avec l'École Polytechnique Laboratoire Poly-Grames est appuyé par le Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et Génie (CRSNG), le Consortium de Recherche et d'Innovation en Aérospatiale du Québec (CRIAQ) et plusieurs partenaires industriels comme Bombardier, Thales, ACSS et SII Canda.

6.1 Synthèse des travaux

Dans ce mémoire trois modèles d'antennes ont été développés. Deux antennes pour les systèmes DME, TCAS et ADS-B ont été fabriquées et testées. L'antenne pour le système ILS Glideslope n'a pas été fabriquée dû à la complexité de la structure et au temps imparti réduit par la crise du COVID19. Nous pouvons résumer plus en détail ces différents modèles d'antennes :

— Dans le Chapitre 3, une première antenne patch circulaire à profil bas large bande à polarisation verticale fonctionnant en bande L a été proposée. Cette dernière est multi-standards, elle fonctionne pour les systèmes DME, TCAS et ADS-B. La conception de cette antenne fut réalisée en respectant les normes de la RTCA associées à savoir : DO-189, DO-144, DO-260. La hauteur électrique est de $\lambda/30$, ce qui représente une diminution de plus de 80% de la taille par rapport aux antennes actuellement commercialisées. L'utilisation d'une cavité résonante et d'une alimentation par couplage capacitif a permis d'obtenir une large bande passante d'environ 30%. Le diagramme de rayonnement est comparable à celui d'un monopôle quart d'onde. L'antenne possède de plus une structure permettant son installation sur le fuselage d'un avion. Cette antenne a été fabriquée et testée. On retrouve un accord entre les mesures et les simulations, un léger décalage au niveau du coefficient de réflexion dû au processus de fabrication est observable. Pour respecter les standards du DME en terme de gain à l'horizon ($\theta = 90°$), la différence ΔG entre le gain d'un monopôle résonant à 1.08 GHz et le gain de l'antenne placées au centre d'un plan de masse conducteur circulaire de 1.2 mètre de diamètres (4λ) doit être inférieure ou égale à 0 dB. Or, nous avons

ΔG=2.3 dB, la performance en terme de gain à l'horizon pour le système DME n'est donc pas respectée. Pour améliorer le gain à l'horizon une technique basée sur l'utilisation du concept de boucles de courant magnétique est employée dans le Chapitre 4.

— Dans le Chapitre 4, un deuxième modèle d'antenne à polarisation verticale fonctionnant en bande L et à profil bas a été proposé. Cette antenne est aussi multi-standards, elle fonctionne pour le DME, le TCAS et l'ADS-B et a été conçue en respectant les normes associées. Ce modèle basé sur la théorie des boucles de courant magnétique permet d'améliorer le gain de l'antenne précédente du Chapitre 3 tout en gardant une hauteur à profil bas de $\lambda/30$ et une bande passante de 23.5%. L'antenne fabriquée a été mise à l'échelle à la fréquence de 4.52 GHz pour être capable de mesurer le gain dans le système Satimo du laboratoire Poly-Grames comme requis par les standards, en utilisant un plan de masse conducteur circulaire de diamètre 4λ. Le paramètre S_{11} de l'antenne fabriquée est différent de la simulation, la fréquence de résonance basse a diminuée de 170 MHz (i.e 5%) et l'adaptation a baissé. Cette différence est due à une erreur de fabrication sur la position des vias, cette hypothèse a été validée en simulation. Un circuit passif a été proposé pour adapter l'antenne fabriquée sur la bande du DME sans modifier sa structure, ce circuit n'a pas été fabriqué. Le diagramme de rayonnement de l'antenne mesuré sur un plan de masse conducteur circulaire de diamètre 4λ est de type monopôle dans les plans élévation et azimut. L'antenne fabriquée n'étant pas adaptée nous avons comparé son gain à celui d'un monopôle $\lambda/4$ fabriquée résonnant à la fréquence de 4.52 GHz disposée verticalement au centre du même plan de masse en utilisant la définition du gain de l'IEEE. La différence ΔG entre le gain du monopôle et le gain de l'antenne dans la bande du DME à l'horizon ($\theta = 90°$) est en moyenne égale à 0.55 dB. On retrouve un très bon accord avec la simulation où ΔG est de 0.53 dB. Ainsi la conception de l'antenne EMLA a permis d'améliorer de 50% (1.77 dB) la valeur de ΔG en comparaison à l'antenne du Chapitre 3. Les performances en terme de gain requis par les standards du DME sont donc quasi atteintes.

— Dans le Chapitre 5, un troisième modèle d'antenne à profil bas à polarisation horizontale fonctionnant en bande VHF a été proposé. Cette antenne fonctionne pour le système avionique d'aide à l'atterrissage ILS Glideslope et respecte la norme de la RTCA associée (DO-192). L'antenne consiste en la combinaison d'un dipôle planaire avec une alimentation de type J balun situé parallèlement à une distance de $\lambda/50$ audessus d'un CMA constitué d'un double niveau d'EBG avec via de type champignon. Grâce à l'utilisation d'un CMA, il a été possible de rendre l'antenne à profil bas $\lambda/20$ à 300 MHz tout en ayant une composante du champ électrique horizontale non nulle

dans le champ lointain.

Les caractéristiques de ces antennes peuvent être résumées dans le Tableau 6.1 suivant :

Tableau 6.1 Résumé des performances atteintes par les modèles d'antennes

Modèle	Polarisation tion	Hauteur	Dimensions	Standard (Fréquence en MHz)	Simulé (Fréquence en MHz)	Mesuré (Fréquence en MHz)
Chap 3 DME, TCAS, ADS-B	Verticale	$\lambda/30$ à 1 GHz	0.6λ à 1 GHz	-TOS≤2 : 960-1215 -TOS≤1.5 : 1030-1090	-TOS≤2 : 960-1220 -TOS≤1.5 : 990-1180	-TOS≤2 : 960-1250 -TOS≤1.5 : 980-1090
Chap 4 DME, TCAS, ADS-B	Verticale	$\lambda/30$ à 1 GHz	1.48λ à 1 GHz	-TOS≤2 : 960-1215 -TOS≤1.5 : 1030-1090	-TOS≤2 : 960-1215 -TOS≤1.5 : 970-1160	-TOS≤2.3 : 927-1173
Chap 5 ILS Glide-slope	Horizontale	$\lambda/20$ à 300 MHz	$(\lambda/2)^2$ à 300 MHz	-TOS≤6 : 329-335	-TOS≤2 : 320-340	À mesurer

Nous voyons donc que les antennes proposées ne sont pas miniatures au sens de Wheeler. En effet, la relation $ka \leq 0.5$ (2.1) n'est pas vérifiée ici. Nous pouvons parler ici d'antennes à profils bas, car nous avions spécifier au début de ce mémoire qu'une antenne est considérée à profil bas pour applications aéronautiques si sa hauteur est inférieure à la hauteur d'un monopôle à profil bas ($\frac{\lambda}{12.6}$).

6.2 Améliorations futures

Des pistes d'amélioration futures pour chaque modèles d'antennes sont données ici :

— Dans le Chapitre 3, les performances de l'antenne fabriquée en terme d'adaptation sont différentes de la simulation. Ceci est dû à un défaut de fabrication comme la présence d'un gap d'air et d'un diamètre de via trop important. Il faudrait trouver une méthode permettant d'améliorer les performances de l'antenne fabriquée.

— Dans le Chapitre 3, le gain de l'antenne doit être mesuré sur un plan de masse conducteur circulaire de diamètre 4λ comme requis par les normes et comparé au gain d'un monopôle quart d'onde vertical placé au centre du même plan de masse.

— Dans le Chapitre 4, une attention particulière doit être portée lors de la fabrication de l'antenne sur le perçage des trous pour les vias conducteurs. La distance des vias

conducteurs est un paramètres très sensible, un écart d'un dixième de millimètre entraîne un décalage fréquentiel et une baisse de l'adaptation.

— L'antenne du Chapitre 5 devrait être fabriquée pour valider expérimentalement les différents résultats des simulations.

— Dans le Chapitre 5, des pistes futures seraient d'apporter des modifications à la surface EBG et au dipôle pour rendre l'antenne multi-bande et couvrir ainsi les autres systèmes ILS Localizer et Marker.

Ceci peut être effectué en utilisant des EBG dont les patchs ont des motifs à doubles géométries (double carrée, double triangle, double cercle, double hexagone) permettant de générer deux fréquences de résonances, ou encore d'utiliser des géométries exotiques (croix de Jerusalem) qui génèrent de base deux fréquences de résonance [46]. Le principal objectif sera de concevoir une surface multi-bande dont les deux fréquences de résonances sont relativement proches d'environ 200 MHz (110 MHz et 320 MHz).

Une autre idée serait de concevoir une surface EBG ultra large bande dont les deux régions de réflexions quadratiques contiennent les fréquences des systèmes ILS GLideslope 329-335 MHz et Localizer 108-112 MHz. Cela reviendrait à avoir le gabarit de réflexion de phase suivant de la Figure 6.1. On voit donc que la région en phase (±90°) s'étend environ sur la bande 115-320 MHz, en supposant une fréquence de résonance de 200 MHz cela reviendrait à une bande passante de 103%. Atteindre une telle bande passante tout en gardant une géométrie à profil bas en bande UHF/VHF est possible avec des matériaux en ferrites comme nous l'avons vu précédemment dans [42] mais ceci n'est pas concevable d'un point de vue technique pour des applications aéronautiques.

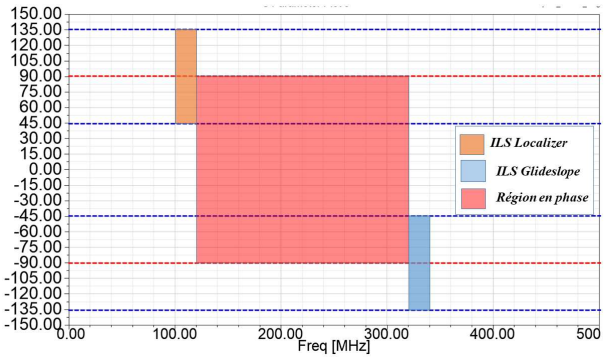


Figure 6.1 Gabarit réflexion de phase EBG large bande mutli système

— Dans le Chapitre 5, une étude doit être menée sur l'installation et la position de

l'antenne à l'intérieur du fuselage de l'avion. La surface EBG serait alors complètement incluse au fuselage. Pour maintenir le dipôle planaire à cette hauteur l'utilisation d'une couche de Rohacell entre la surface EBG et le dipôle serait envisageable. Avoir ce genre de configuration permettrait d'avoir une antenne à profil bas d'une hauteur de $\lambda/50$ en surface du fuselage.

Des pistes d'améliorations futures générales peuvent être résumées ici :

- Pour chacun de ces modèles, des radômes doivent être conçus et inclus dans les modèles de simulation. Ces radômes doivent dans la mesure du possible ne pas perturber les performances fréquentielles et les caractéristiques de rayonnement des antennes.
- De nos jours de nombreux avions comme l'Airbus A350 utilisent des matériaux composites dans la composition du fuselage. C'est pourquoi les antennes doivent être testées sur des plans de masse en aluminium et en composite.
- Les performances de chaque antennes doivent être testées dans un environnement prenant en compte la présence d'autres antennes tout comme dans la réalité. Sur le fuselage d'un avion les performances d'une antenne sont modifiées par le couplage provoqué par la présence des autres systèmes.
- Le développement de ces antennes a été concentrée sur la conception d'une géométrie à profil bas par rapport à l'antenne Blade en se basant sur le fait que ce type de géométrie permet de diminuer la traînée aérodynamique. Or, même si l'antenne Blade n'est pas à profil bas, sa forme à été conçue pour être aérodynamique. C'est pourquoi, il faudrait évaluer la traînée des antennes en laboratoire par comparaison à la traînée d'une antenne Blade.

RÉFÉRENCES

[1] Cobham. Antennas brochures. [En ligne]. Disponible : https: //www.cobhamaerospaceconnectivity.com/antennas/airborne-antenna-systems/ airborne-navigation-antennas/

[2] HR-Smith. Antennas brochures. [En ligne]. Disponible : https://www.hr-smith.com/ images/stories/antennas-brochure.pdf

[3] S. R. Best et D. L. Hanna, "Design of a broadband dipole in close proximity to an ebg ground plane," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, nº. 6, p. 52–64, 2008.

[4] S. Wittevrongel. Plane drawing - libre de droit. [En ligne]. Disponible : https://pixabay. com/fr/illustrations/plan-dessin-avion-avion-$%C3%A0-r%C3%A9action-3575162$

[5] B. Q. Wu et K. Luk, "A wideband, low-profile, conical-beam antenna with horizontal polarization for indoor wireless communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, p. 634–636, 2009.

[6] *Computer Modelling Techniques*. John Wiley and Sons, Ltd, 2010, ch. 7, p. 223–265. [En ligne]. Disponible : https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9780470686874.ch7

[7] United States Federal Aviation Administration, RTCA , *Document RTCA/DO-189*, 1985.

[8] ——, *Document RTCA/DO-144*, 1970.

[9] ——, *Document RTCA/DO-260*, 2009.

[10] ——, *Document RTCA/DO-282B*, 2009.

[11] ——, *Document RTCA/DO-192*, 1986.

[12] ——, *Document RTCA/DO-195*, 1986.

[13] ——, *Document RTCA/DO-143*, 1970.

[14] H. A. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, nº. 12, p. 1479–1484, 1947.

[15] D. F. Sievenpiper *et al.*, "Experimental validation of performance limits and design guidelines for small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, nº. 1, p. 8–19, 2012.

[16] D. W. Aten et R. L. Haupt, "A wideband, low profile, shorted top hat monocone antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, nº. 10, p. 4485–4491, 2012.

[17] A. Liu et Y. Lu, “A ultra-wideband monocone antenna with ceramic loading,” dans *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018, p. 1355–1356.

[18] F. Namin *et al.*, “Broadband, miniaturized stacked-patch antennas for l-band operation based on magneto-dielectric substrates,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, n°. 9, p. 2817–2822, 2010.

[19] L. Rufail et J. Laurin, “Aircraft cavity-backed nonprotruding wideband antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, p. 1108–1111, 2012.

[20] A. Mabrook Masoud et Su Donglin, “A novel wide-band airborne uhf antenna,” dans *2014 IEEE Workshop on Electronics, Computer and Applications*, 2014, p. 210–213.

[21] M. Carl P. Tresselt, Towson, “Low profile circular array antenna and microstrip elements therefor,” 11 1983, uS Patent 4,414,550. [En ligne]. Disponible : https://patents.google.com/patent/US4414550A/en?oq=US4414550

[22] L. Akhoondzadeh-Asl, J. J. Laurin et A. Mirkamali, “A novel low-profile monopole antenna with beam switching capabilities,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n°. 3, p. 1212–1220, 2014.

[23] L. Economou et R. J. Langley, “Patch antenna equivalent to simple monopole,” *Electronics Letters*, vol. 33, n°. 9, p. 727–729, April 1997.

[24] S. L. Zuo *et al.*, “Enhanced bandwidth of low-profile sleeve monopole antenna for indoor base station application,” *Electronics Letters*, vol. 46, n°. 24, p. 1587–1588, November 2010.

[25] J. Liu *et al.*, “Design and analysis of a low-profile and broadband microstrip monopolar patch antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, n°. 1, p. 11–18, Jan 2013.

[26] W. Wang *et al.*, “A wideband omnidirectional filtering patch antenna with high selectivity,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 29, n°. 3, p. e21653, 2019. [En ligne]. Disponible : https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/mmce.21653

[27] Q. Hou *et al.*, “Effective magnetic-loop array antennas with enhanced bandwidth,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, n°. 8, p. 3717–3722, Aug 2016.

[28] Bin Wen *et al.*, “A low-profile and wideband monopolar circular via-loaded patch antenna coupled with via-loaded ring,” dans *2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015)*, March 2015, p. 1–3.

[29] C. Jiang, X. . Dai et Y. . Jiao, “A novel compact horizontally polarized omni-directional antenna,” dans *2010 International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, vol. 1, 2010, p. 1–3.

[30] J.-d. Park *et al.*, “Ultra-small marker beacon antenna with a wide frequency tuneable capacitive plate,” *ETRI Journal*, vol. 38, 2016.

[31] M. K. T. Al-Nuaimi et W. G. Whittow, “Ultra thin dipole antenna backed by new planar artificial magnetic conductor,” dans *2009 Loughborough Antennas Propagation Conference*, 2009, p. 97–100.

[32] A. A. Izmaylov, A. Yu. Grinev et A. P. Volkov, “Dual-band combined vhf/uhf antenna system of aviation monitoring of the land surface,” dans *2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 2019, p. 152–155.

[33] A. Vallecchi *et al.*, “Low profile fully planar folded dipole antenna on a high impedance surface,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n°. 1, p. 51–62, 2012.

[34] V. Gonzalez *et al.*, “Approximate analysis of short circuited ring patch antenna working at $rmtm_0 1$ mode,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, p. 1875 – 1879, 07 2006.

[35] M. Abramowitz, *Handbook of Mathematical Functions, With Formulas, Graphs, and Mathematical Tables,*. USA : Dover Publications, Inc., 1974.

[36] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*. USA : Wiley-Interscience, 2005.

[37] A. Ikram, “Low-profile antennas for aircraft communication systems,” Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 2018.

[38] . Yang, Fan et Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering : Fan Yang, Yahya Rahmat-Samii*. Cambridge, UK : Cambridge University Press, 2009.

[39] D. Sievenpiper *et al.*, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n°. 11, p. 2059–2074, 1999.

[40] D. Sievenpiper, *Review of Theory, Fabrication, and Applications of High-Impedance Ground Planes*. John Wiley and Sons, Ltd, 2006, ch. 11, p. 285–311. [En ligne]. Disponible : https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/0471784192.ch11

[41] Fan Yang et Y. Rahmat-Samii, “Reflection phase characterizations of the ebg ground plane for low profile wire antenna applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, n°. 10, p. 2691–2703, 2003.

[42] T. Rexhepi et D. Crouse, “A study of composite substrates for vhf and uhf artificial magnetic conductors and their application to a satcom antenna,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 64, p. 1–9, 01 2016.

[43] F. Erkmen, C. Chen et J. L. Volakis, “Uwb magneto-dielectric ground plane for low-profile antenna applications,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, n°. 4, p. 211–216, 2008.

[44] R. Li *et al.*, “Equivalent-circuit analysis of a broadband printed dipole with adjusted integrated balun and an array for base station applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n°. 7, p. 2180–2184, 2009.

[45] Huey-Ru Chuang et Liang-Chen Kuo, “3-d fdtd design analysis of a 2.4-ghz polarization-diversity printed dipole antenna with integrated balun and polarization-switching circuit for wlan and wireless communication applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, n°. 2, p. 374–381, 2003.

[46] M. Mantash et A. Tarot, “On the bandwidth and geometry of dual-band amc structures,” dans *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016, p. 1–4.

Comant CI 105-17-L

Single Port ADS-B for UAT and 1090ES

COBHAM

The most important thing we build is trust

CI 105-17-L ADS-B / TIS-B / UAT Antenna

Ideal for upcoming ADS-B FAA mandate, this is the only antenna of its kind, capable of both IN and OUT processing. Single connector blade antenna that can be used for ADS-B, TIS-B, UAT, DME or ATCRBS Transponder, plus Mode S. Unlike competitive models, the CI 105-17-L utilizes standard 6-hole mounting pattern.

TSO:

C66c
C74d
C112e
C154c
C166b

Applications

Consult your FBO or installation shop for best application information. Helicopter approved.

Frequencies Covered

960-1220 MHz
1030-1020 MHz
978 MHz
1090 ± 1 MHz

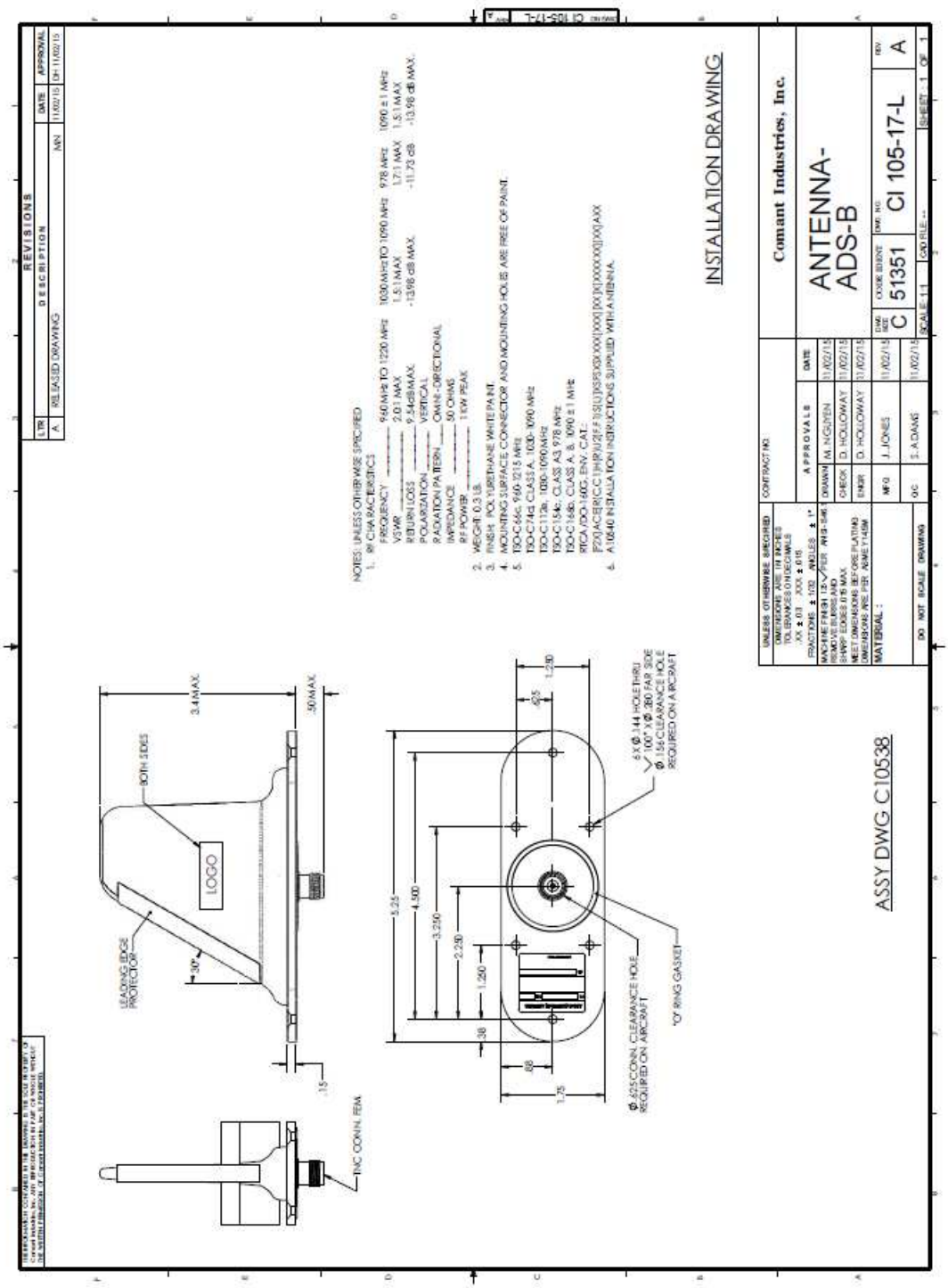


Specifications

Electrical	
Frequency	960 MHz to 1220 MHz 1030 MHz to 1090 MHz 978 MHz 1090 ± 1 MHz
VSWR	2.0:1 MAX 1.5:1 MAX 1.7:1 MAX 1.5:1 MAX
Return Loss	9.54 dB MAX -13.98 dB MAX -11.73 dB -13.98 dB MAX
Polarization	Vertical
Radiation Pattern	Omni-Directional
Impedance RF	50 Ohms
Power RF	1 KW Peak
Mechanical	
Weight	0.3 lbs
Connector	TNC Female
Finish	Polyurethane White Paint

TSO-C66c, 960-1215 MHz
TSO-C74d, Class A, 1030-1090 MHz
TSO-C112e, 1030-1090 MHz
TSO-C154c, Class A3, 978 MHz
TSO-C166b, Class A, B, 1090 ± 1 MHz
RTCA/DO-160G, ENV. CAT.:
[F2XJA CE[R(C,C1)H(R)U2(F,F1)S(L)[X]SFSX]SX]XXX][XXX][XX][XX]X[X]XXXXX][X]XJXX

A10540 Installation Instructions Supplied with Antenna


REVISIONS
LTR DESCRIPTION DATE APPROVAL
A RELEASED DRAWING MKN 11/02/15 DH 11/02/15
NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED
1. RF CHARACTERISTICS
FREQUENCY 940 MHz TO 1220 MHz 1030 MHz TO 1090 MHz 978 MHz 1090 ± 1 MHz
VSWR 2.0:1 MAX 1.5:1 MAX 1.7:1 MAX 1.5:1 MAX
RETURN LOSS 9.54dB MAX. -13.98 dB MAX. -11.73 dB -13.98 dB MAX.
POLARIZATION VERTICAL
RADIATION PATTERN OMNI-DIRECTIONAL
IMPEDANCE 50 OHMS
RF POWER 1 KW PEAK
2. WEIGHT 0.3 LB.
3. FINISH POLYURETHANE WHITE PAINT
4. MOUNTING SURFACE, CONNECTOR AND MOUNTING HOLES ARE FREE OF PAINT
5. TSO-C66, 960-1215 MHz
TSO-C74d, CLASS A, 1030-1090 MHz
TSO-C112e, 1030-1090 MHz
TSO-C154c, CLASS A3, 978 MHz
TSO-C166b, CLASS A, B, 1090 ± 1 MHz
RTCA/DO-160G, ENV. CAT.:
[Z2]ACERIC[C1]HIRI[U2]EF[SU]XS[XXXX][0000][XX][X][0000000][XX]AXX
6. A10540 INSTALLATION INSTRUCTIONS SUPPLIED WITH ANTENNA
INSTALLATION DRAWING
ASSY DWG C10538
LOGO
BOTH SIDES
LEADING EDGE PROTECTOR
30°
3.4 MAX.
.50 MAX.
.15
INC CONN. REM.
5.25
4.500
3.250
2.230
1.250
.38
.69
1.75
.625
1.250
6 X Ø .144 HOLE THRU
100° X Ø .280 FAR SIDE
Ø 1.56 CLEARANCE HOLE
REQUIRED ON AIRCRAFT
Ø .625 CONN. CLEARANCE HOLE
REQUIRED ON AIRCRAFT
"O" RING GASKET
UNLESS OTHERWISE SPECIFIED
DIMENSIONS ARE IN INCHES
TOLERANCES ARE:
XX ± .03 XXX ± .015
FRACTIONS ± 1/32 ANGLES ± 1°
MACHINE FINISH 125 µ/IN RMS (Ra)
REMOVE BURRS AND
SHARP EDGES 0.15 MAX
MEET DIMENSIONS BEFORE PLATING
DIMENSIONS PER ASME Y14.5M
MATERIAL:
DO NOT SCALE DRAWING
CONTRACT NO
APPROVALS DATE
DRAWN M. HIGHTEN 11/02/15
CHECK D. HOLLOWAY 11/02/15
ENGR D. HOLLOWAY 11/02/15
MFG J. JONES 11/02/15
QC S. ADAMS 11/02/15
Comant Industries, Inc.
ANTENNA-
ADS-B
SIZE C
CODE IDENT 51351
DWG NO CI 105-17-L
REV A
SCALE: 1:1
CAD FILE: --
SHEET 1 OF 1

Glide Slope Antenna Type 10-204



The Glide Slope Antenna Type 204 is designed for use with dual receiver installations. The antenna is designed for bulkhead mounting and can be installed either inside a radome or externally on low speed aircraft. Manufactured from durable lightweight thermoplastic, this antenna offers unrivalled performance at low cost for any aircraft installtion.

Electrical Specification

Frequency Range	328MHz - 336 MHz
VSWR	3:1
Polarisation	Horizontal
Impedance	50 ohms (nominal)

Mechanical Specification

Altitude	50,000ft (15,250m)
Speed	Low Speed
Temperature Range	-55˚ to 140˚C
Weight	5.25oz (150gms nominal)

FAA Aproval

TSO-C34e

Antenna 10-204-1P

Connector	Type C
Mating Connector	UG537(-)/U
Gasket Pt No	10-500-11-7

Antenna 10-204-3P

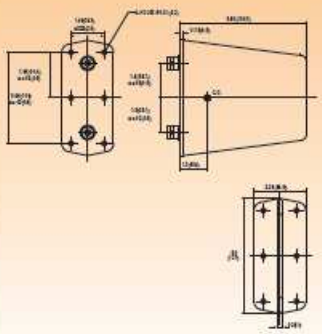
Connector	Type N
Mating Connector	UG-21(-)/U
Gasket Pt No	10-500-11-7

Antenna 10-204-5P

Connector	Type TNC
Mating Connector	31-2367 Amphenol
Gasket Pt No	10-500-11-7

Equivalents

Dome & Margolin	DM25-2
Collins	37-P5
Sensor	S414 22 Series



Glide Slope Antenna Type 10-205



The Glide Slope Antenna Type 205 is designed for use with single receiver installations. The antenna is designed for bulkhead mounting and can be installed either inside a radome or externally on low speed aircraft. Manufactured from durable lightweight thermoplastic, this antenna offers unrivalled performance at low cost for any aircraft installation.

Electrical Specification

Frequency Range	328 - 336MHz
VSWR	Less than 2.0:1
Polarisation	Horizontal
Impedance	50 ohms (nominal)

Mechanical Specification

Altitude	70,000ft (21,300m)
Speed	Can be used externally mounted on low speed aircraft
Temperature Range	-55˚ to 140˚C
Weight	5.25oz (150gms) (nominal)

FAA Aproval

TSO-C34e

Antenna	10-205-1P
Connector	Type N
Mating Connector	UG-21(-)/U
Gasket Pt No	10-500-11-7

Antenna	10-205-3P
Connector	Type C
Mating Connector	UG-88(-)/U
Gasket Pt No	10-500-11-7

Antenna	10-205-4P
Connector	Type TNC
Mating Connector	31-2367 Amphenol
Gasket Pt No	10-500-11-7

Equivalents

Collins	37-P4
Sensor	S4142 Series

