PolyPublie
Polytechnique Montréal

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
UNIVERSITÉ D'INGÉNIERIE

Titre: Title:	Antenne Bande L, multifonctionnelle et à profil bas pour application en aérospatiale
Auteur: Author:	Leandro Miguel Rufail
Date:	2012
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence: Citation:	Rufail, L. M. (2012). Antenne Bande L, multifonctionnelle et à profil bas pour application en aérospatiale [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/907/

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: PolyPublie URL:	https://publications.polymtl.ca/907/
Directeurs de recherche: Advisors:	Jean-Jacques Laurin, & Robert Paknys
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

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANTENNE BANDE L, MULTIFONCTIONNELLE ET À PROFIL BAS POUR APPLICATION EN AÉROSPATIALE

LEANDRO MIGUEL RUFAIL
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AOÛT 2012

© Leandro Miguel Rufail, 2012.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ANTENNE BANDE L, MULTIFONCTIONNELLE ET À PROFIL BAS POUR APPLICATION EN AÉROSPATIALE

présenté par : RUFAIL, Leandro Miguel
en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès Sciences Appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. KASHYAP, Raman, Ph.D., président.
M. LAURIN, Jean-Jacques, Ph.D., membre et directeur de recherche.
M. PAKNYS, Robert, Ph.D., membre et codirecteur de recherche.
M. WU, Ke, Ph.D., membre.

À tous mes amis du labo.

Remerciements

Premièrement, j'aimerais remercier le professeur Jean Jacques Laurin, mon directeur de recherche, pour ses précieux conseils techniques et pour son soutien moral. Je tiens a remercier mes collègues et amis du bureau, qui m'ont appuyé et soutenu pendant la durée de ma maîtrise. Je tiens a également à remercier l'équipe de techniciens du centre de recherche Poly-Grames pour le support. Je voudrais spécialement exprimer mes remerciement à Steve Dubé pour la fabrication mécanique de la structure de l'antenne. Enfin, J'aimerais remercier David Dousset qui avec patience a pris le temps de relire mon mémoire.

Résumé

Les avions commerciaux et long-courriers comportent plusieurs systèmes de navigation et de communication fonctionnant sur une large bande de fréquence. Des antennes placées à l'extérieur de l'aéronef sont nécessaires pour établir le lien entre les systèmes embarqués et le monde extérieur. Les antennes VHF et celles qui opèrent dans la bande L sont particulièrement problématiques. Les antennes VHF présentent de grandes dimensions et celles de la bande L sont très nombreuses car plusieurs instruments utilisent cette bande de fréquence. Les instruments plus communs dans la navigation aérienne civile sont le système d'Équipement de Mesure de Distance (DME), le système de Surveillance du Trafic et d'Évitement des Collisions (TCAS) et le service de Contrôle de la Circulation aérienne (ATC). Pour tous les systèmes mentionnés un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et une polarisation verticale sont requis. Les antennes monopoles de type lame ou *blade* sont typiquement employées pour remplir ces fonctionnalités. Elles possèdent un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H ainsi qu'une polarisation verticale. Elles présentent aussi des largeurs de bande satisfaisantes. Par contre, elles ont plusieurs désavantages. Puisqu'elles dépassent du fuselage, elles contribuent à l'effet de traînée, elles augmentent le bruit acoustique au niveau du poste de pilotage et finalement elle peuvent souffrir de la corrosion compte tenu de leur exposition à l'environnement extérieur. Enfin, etant donné qu'elles dépassent de la surface du fuselage elles sont susceptibles d'être endommagées par des objets extérieurs.

Dans ce mémoire une nouvelle configuration d'antenne à profil bas est proposée. Elle est une combinaison d'une antenne à cavité et d'une antenne à fente annulaire. L'antenne, nommée "inverted hat antenna" (IHA), est alimentée par un monopole dont le profil géométrique est composé de trois ellipses. Il est démontré qu'en choisissant les bonnes dimensions pour la cavité, la réponse fréquentielle des pertes de retour peut être contrôlée avec le profil du monopole, et ce, dans le but d'obtenir des résultats optimaux. (31 % de largeur de bande et plus de 15 dB de pertes de retour). Les résultats expérimentaux, en presque parfait accord avec les simulations, montrent que le diagramme de rayonnement est omnidirectional et que la polarisation est verticale.

Suite à l'analyse détaillée de la norme aéronautique DO-189, qui décrit les caractéristiques et procédures de test pour les antennes DME, nous avons conclu que l'antenne n'était pas conforme. En effet, son gain pour les directions proche de l'horizon était légèrement inférieur aux specifications de la norme en question.

Des simulations ont été réalisées pour vérifier les performances de l'antenne sur un aéronef à l'échelle. Les résultats obtenus sont satisfaisants et confirment les résultats simulés et

mesurés obtenus avec l'antenne seule.

Un radôme composé de deux parties a été conçu. Un premier matériel à faibles pertes et à faible permitivité a permis de remplir la cavité et servir de support à une fine couche de fibre composite (deuxieme matériel). Il a été vérifié avec des mesures et simulations que le diagramme de rayonnement restait inaltéré. Par contre, le coefficient S_{11} est légèrement dégradé. De nouvelles modifications sur le profil de l'IHA sont proposées pour compenser ces variations.

Finalement des évaluations sur le positionnement potentiel de l'antenne dans un des panneaux d'accès d'un avion du type jet régional ont été réalisées. Cela permettrait d'installer l'antenne sur l'aéronef sans produire d'altération dans la structure de ce dernier. Des simulations sur FEKO ont montré que le niveau de radiations en champ proche au niveau du poste de pilotage est semblable à celui engendré par un monopole quart d'onde situé au même emplacement. Le digramme de rayonnement reste inchangé par rapport au cas où il n'y a pas de discontinuités sur le plan du fuselage.

Abstract

In general commercial airplanes employ many frequency bands for different navigation and communication systems. Antennas placed outside the aircraft fuselage are used for each frequency band to link the aircraft with the outside world. Two frequency bands are particularly problematic, VHF and L-band. In the VHF band antennas have big dimensions. The L band, for its part, is widely used in many applications. This fact implies many antennas over the aircraft skin, such as the ones that belong to Distance Measurement Equipment (DME), Traffic Collision Avoidance System (TCAS) and Air Traffic Control (ATC). Monopole blade antennas are typically employed for the functionalities aforementioned. They exhibit an H-plane omnidirectional radiation pattern and vertical polarization. Also, their bandwidths comply with the systems requirements. Nevertheless, they contribute to drag, as the antenna structures protrude into the air stream. In addition, they add noise in the cockpit and they suffer from corrosion and potential foreign object damage.

In this theses, we provide a new alternative "suppressed" antenna for aircraft DME system. This new antenna is a combination of annular slot and cavity antennas. The cavity is fed with the monopole whose profile is shaped according to the inverted hat antenna (IHA). The profile, which is composed by three elliptical segments, and the cavity dimensions can be used to tune the return loss curve to optimal results. (31 % bandwidth with 15 dB return loss). Experimental results, in good agreement with simulations, show that the radiation pattern is omnidirectional and vertically polarized.

A detailed analysis of the specification *DO-189* has been carried out. This specification describes the characteristics and test procedures for DME system antennas. We conclude that the antenna doesn't comply with the specification due to gain level slightly lower than required, for directions near the horizon.

Simulations of the antenna installed in a real scale airframe are used to validate the antenna performance in the context of the proposed avionic applications. The results obtained are satisfactory and they agree with those obtained when the antenna is measured and simulated alone.

A radome composed by two different materials has been designed. One material with low losses and low permittivity fills the cavity and acts as a support for a thin layer of the second material that covers the whole structure. It has been verified with measumrements and simulations that the radiation pattern is not altered by the presence of the radome. However a degradation of the S_{11} coefficient has been observed. New modifications of the IHA profile are shown in order to compensate those variations.

Finally, simulations of the antenna located in one of the access panels have been performed. As a consequence, it has been verified that the antenna can be installed without any alteration on the aircraft structure. FEKO simulations show that the EMI near field radiation levels are close to the ones obtained from a quarter wave monopole installed in the same location. The radiation pattern remains unchanged with respect to the case where the fuselage doesn't present any discontinuities.

TABLE DES MATIÈRES

Dédicace iii

Remerciements iv

Résumé v

Abstract vii

TABLE DES MATIÈRES ix

LISTE DES TABLEAUX xi

LISTE DES FIGURES xii

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

CHAPITRE 2 Les antennes en avionique 4
2.1 Définitions et concepts de base 4
2.1.1 Configuration typique des antennes dans les avions 4
2.1.2 Placement des antennes 8
2.1.3 Antennes multifonctionnelles à profile bas 8
2.2 La traînée 8
2.2.1 Coefficient de traînée 11
2.2.2 La traînée d'une antenne de type lame 12
2.2.3 Antennes Conformes 14

CHAPITRE 3 Conception de l'antenne à bas profil 21
3.1 Conception et simulation 21
3.1.1 Monopole ultra large bande - IHA 21
3.1.2 La conception d'une antenne IHA à profile bas 23
3.1.3 L'optimisation de l'antenne 25
3.2 Résultats Expérimentaux 30

3.3 Diagramme de rayonnement 31

CHAPITRE 4 L'antenne et l'aéronef 37
4.1 La spécifications DO-189 37
4.2 L'antenne placée sur une aéronef à échelle 40
4.3 Radôme 46
4.3.1 Nid d'abeilles 46
4.3.2 Rohacell 46
4.3.3 Radôme en composite E-Glass Epoxy 48
4.4 Le panneau d'accès 54

CHAPITRE 5 CONCLUSION 59
5.1 Synthèse des travaux 59
5.2 Limitations de la solution proposée et améliorations futures 60

RÉFÉRENCES 61

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 Cahier des charges pour l'antenne DME 2
Tableau 2.1 Systèmes et fréquences typiques pour un aéronef civil. 5
Tableau 2.2 Valeurs C_{d0} de plus importantes composant du *Gates Learjet 25* . . . 13
Tableau 2.3 Valeurs typiques C_{d0} pour plusieurs types d'avions 13
Tableau 2.4 Valeurs des entrées pour *FoilSim II* 15
Tableau 2.5 Resultats tirés à partir de *FoilSim II* 15
Tableau 3.1 Dimensions de l'antenne 26

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 DME Blade antennas 7
Figure 2.2 Placement des antennes - Boeing 737 9
Figure 2.3 Placement des antennes - Bombardier Global 9
Figure 2.4 Plan de l'aile - Vue de dessus 11
Figure 2.5 Géométrie de l'aile et l'antenne simulée.(FoilSim, 2012) 14
Figure 2.6 Antenne de type fente circulaire, alimentée par une ligne de transmission radiale 16
Figure 2.7 Diagramme de rayonnement en plan E pour plusieurs diamètres de fente. 16
Figure 2.8 Géométrie d'une ligne coaxiale avec un plan de masse fini (Reddy *et al.* (1996)). 17
Figure 2.9 Perte de retour. La ligne correspond aux simulations et les points aux mesures. $L = 0.15\lambda$, $W_1 = 10\lambda$, $W_2 = 5\lambda$ (Reddy *et al.* (1996)). 18
Figure 2.10 Admittance d'entrée d'une ligne coaxiale ouverte avec un ratio $r_2/r_1 = 1.57$ (Reddy *et al.* (1996)). 19
Figure 2.11 Admitance d'entrée d'une ligne coaxiale ouverte pour diverses valeurs du ratio r_2/r_1(Swift, 1967) 20
Figure 3.1 Géométrie de l'antenne à trois ellipses. Les indices l, m et u font référence aux ellipses basse (*lower*), médiane (*middle*) et haute (*upper*) respectivemet. 21
Figure 3.2 Impédance d'entrée du monopole à ellipse double et triple (Zhao *et al.*, 2010) 22
Figure 3.3 Simulations des diagrammes de rayonnement en élévation pour le cas à deux ellipses (Zhao *et al.*, 2010) 23
Figure 3.4 IHA sur un plan de masse infini. 24
Figure 3.5 L' IHA composée de trois ellipses. Antenne conçue. 24
Figure 3.6 S_{11} simulé de l'IHA sur un plan de masse et à l'intérieur de la cavité. L'IHA est alimentée par une ligne coaxiale 50 ohms. 25
Figure 3.7 S_{11} pour différents variations du diamètre de la cavité. 27
Figure 3.8 S_{11} en fonction des paramètres a_{my} et a_{uy} 28
Figure 3.9 S_{11} en fonction des paramètres a_{mz} et a_{lz} 28
Figure 3.10 Simulations de l'impédance d'entrée pour les cas présentes dans le Tableau 3.1 et pour le cas sans cavité. 29
Figure 3.11 Antenne fabriquée 30

Figure 3.12 S_{11} Antenne fabriquée. Mesures et simulations avec HFSS et FEKO. . 31
Figure 3.13 Gain de l'IHA avec un plan de masse fini (dBi) - plan-H ($\theta = 90°$) . . 32
Figure 3.14 Gain de l'IHA avec des plans de masse fini et infini - plan-E. 33
Figure 3.15 Gain de l'IHA avec des plans de masse fini et infini - plan E. 34
Figure 3.16 Diagrammes de rayonnement en élévation pour un monopole $\lambda/4$ sur un plan de masse circulaire de diamètre variable (Weiner, 2003) . . . 35
Figure 3.17 Directivité à l'horizon pour un monopole $\lambda/4$ au centre d'un plan de masse de rayon $0 \leq ka \leq 14$. 36
Figure 4.1 Procédure de mesure selon la spécification DO-189 38
Figure 4.2 Monopole et IHA sur un plan de masse de 30 cm. 39
Figure 4.3 S_{11} du monopole et de l'antenne proposée. 40
Figure 4.4 Gain en co-polarisation de un monopole et de l'antenne proposée sur un le plan de masse de 30 cm. 41
Figure 4.5 FEKO - Le fuselage de l'avion représenté par un cylindre. L'antenne est placée au milieu. 42
Figure 4.6 Comparaison des gains - L'avion répresenté par un cylindre 43
Figure 4.7 Bombardier Challenger - Modèle et axes de référence 44
Figure 4.8 Bombardier Challenger - Gain dans le plan E pour $\phi = 0°$ 44
Figure 4.9 Bombardier Challenger - Gain dans le plan E pour $\phi = 180°$ 45
Figure 4.10 Bombardier Challenger - Gain dans le plan E $\phi = 90°$ 45
Figure 4.11 Cavité remplie de honeycomb 47
Figure 4.12 S_{11} sans et avec honeycomb 47
Figure 4.13 Gain dans le plan E - $\phi = 0°$ 48
Figure 4.14 Cavité remplie de Rohacell 49
Figure 4.15 Gain dans le plan E - $\phi = 0°$ 49
Figure 4.16 Deux configurations des radômes proposées. 50
Figure 4.17 S_{11} pour différentes épaisseurs de radôme 51
Figure 4.18 S_{11} pour des variation de $a_{mz} = 14.2mm$, $16mm$, $17.7mm$, $21.3mm$ pour la configuration de la figure 4.16a 52
Figure 4.19 Gain pour des variation d'épaisseur de 0.5, 1 et 1.5mm 53
Figure 4.20 Panneau d'accès 54
Figure 4.21 Panneau d'accès - Dimensions. 55
Figure 4.22 Joint de protection EMI en cuivre. 56
Figure 4.23 Modèle d'aéronef simplifié et placement de l'antenne 56
Figure 4.24 L'antenne integrée dans le panneau d'accès. 57
Figure 4.25 Simulations en champ proche. 58

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Éléments de la problématique

Les systèmes de navigation et de communication avioniques comportent plusieurs bandes de fréquence à partir de 1 MHz jusqu'à 10 GHz. Chacun de ces systèmes ont des unités récepteur-transmetteur et des antennes associées situées à l'extérieur de l'aéronef. Plusieurs de ces systèmes requièrent des antennes qui possèdent un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et une polarisation verticale (par exemple VHF, DME, ATC entre autres). Typiquement, des antennes blades sont utilisées dans ce but. Les antennes "blades" ne sont que des variations des antennes monopoles, ces dernières représentent des antennes les plus fondamentales. En général, un monopole possède une longueur de un quart de longueur d'onde et il est installé sur un plan de masse conducteur. Le plan de masse agit comme un plan image de façon à ce que l'antenne équivalente ait un diagramme de rayonnement très proche de celui d'un dipôle avec un gain maximale proche l'horizon. La construction d'une antenne "blade" s'achève en recouvrant l'élément rayonnant avec un radôme aérodynamique en composite qui a la forme d'un aileron de requin.

Les antennes blades présentent plusieurs désavantages. Elles dépassent de la surface du fuselage, contribuant ainsi à la traînée totale de l'aéronef. Parcequ'elles sont placées a l'exterieur de l'avion, il y a des connecteurs et des joints qui restent exposés à l'environnement. De ce fait, elles peuvent être endommagées par la corrosion. En outre, les antennes blades à plus basse fréquence dépassent de plus de 45 cm du fuselage. Ce fait augmente la probabilité de dommage par des agents extérieurs, par exemple par des véhicules qui gravitent autours de l'avion pendant le chargement des personnels et des marchandises.

En contrepartie, on peut trouver plusieurs avantages à intégrer une antenne dans le fuselage, à savoir :

- minimisation de la traînée ;
- réduction des emplacements qui peuvent attirer la foudre ;
- réduction de l'entretien ;
- réduction du nombre d'ouvertures dans le fuselage ;
- réduction du bruit dans le poste de pilotage.

Ce projet est une composante du projet CRIAQ AVIO404, qui vise, en termes généraux, à augmenter l'efficacité énergétique des nouveaux aéronefs. Dans cette perspective on cherche

une réduction du poids et de la traînée aérienne. Bien que la surface occupée par des antennes blades soit petite comparée à celle du fuselage, elles contribuent à la traînée totale. Cependant, ce sont des composantes qui peuvent etre améliorées.

1.2 Objectifs de recherche

L'objectif du présent projet de recherche et de concevoir une antenne qui puisse remplacer les traditionnelles antennes *blade* et qui puisse s'intégrer facilement au fuselage de l'avion. Ainsi, la première étape et d'identifier l'antenne à remplacer. À cette fin, la bande L est utilisée par plusieurs systèmes de navigation nommés *Aire traffic control* (ATC), *Transmition, collition avoidance system*, (TCAS) and *Distance Measurement equipment* (DME). Le système DME est le plus exigeant des trois derniers en termes de largeur de bande. En conséquence, on prendra comme cahier des charges initial, celui d'une antenne DME *blade* de la compagnie Sensor Systems (Tableau 1.1), qui est le fournisseur de la compagnie Bombardier Aéronautique, partenaire industriel du projet en question.

Fréquence d'opération	960-1220MHz
VSWR (1000-1100MHz)	1.4 :1
VSWR (960-1220MHz)	1.7 :1
Diagramme de rayonnement	Omnidirectionel
Polarisation	Verticale

Tableau 1.1 Cahier des charges pour l'antenne DME

De plus, le deuxième objectif est de faire des évaluations de l'antenne proposée une fois installée sur l'aéronef. À l'aide des outils informatiques, des simulations sur un aéronef à l'échelle vont permettre de mieux analyser la performance de la nouvelle antenne.

1.3 Plan du mémoire

Le présent mémoire est divisé en trois chapitres. Dans le premier chapitre on présente les systèmes de navigation et de communication aéronautiques ainsi que les bandes de fréquence associées. On présente également la configuration typique des antennes dans un avion commercial. Enfin, on étudie les antennes conformables à cavité qui font partie de la théorie de base sur laquelle nous avons developpé l'antenne proposée.

Dans le chapitre deux on décrira la procédure de conception de notre antenne. Pour cela, on utilisera des analyses paramétriques pour plusieurs variables. On présentera aussi dans ce chapitre des mesures du modèle de l'antenne construite à l'échelle et ses différences avec les simulations.

Dans le troisième chapitre nous examinerons les implications du placement de l'antenne sur l' aéronef. On analysera aussi la performance des matériaux qui ont été choisis pour le radôme. Finalement on étudiera avec des simulation les niveaux des émissions électromagnétiques à l'intérieur de l'aéronef.

CHAPITRE 2

Les antennes en avionique

2.1 Définitions et concepts de base

2.1.1 Configuration typique des antennes dans les avions

Dans cette section, une introduction sera faite sur les systèmes de navigation et de communication pour les avions commerciaux et long-courriers de façon à présenter la problématique. Tous les systèmes décrits dans cette section sont connectés aux antennes extérieures des avions. Ces antennes fournissent une interface entre l'avion et le monde extérieur. Cette section n'est pas une présentation exhaustive de tous les systèmes utilisés dans une plateforme aéronautique, mais plutôt un survol pour parvenir à décrire la problématique de notre travail.

Le tableau 2.1 présente les systèmes de communication et navigation typiques ainsi que les fréquences associées pour un aéronef civil.

Bande aéronautique HF

La bande de fréquence d'opération de ce système de communication est 2 à 30 MHz. Ce système est utilisé principalement par les avions moyen-et long-courriers pendant des vols transocéaniques. Lors de ces derniers, les communications se font hors de la limite de la portée optique. Pour obtenir un quart de longueur d'onde à 2 MHz, l'antenne devrait avoir une longueur physique de 37.5 m. Cette longueur étant trop grande, une antenne électriquement petite est utilisée. La mise en oeuvre de l'antenne est faite en utilisant un long fil ou bien en l'intégrant au profil d'attaque de la queue. Bien que l'antenne HF soit la plus longue antenne sur une aéronef, elle ne présente pas des difficultés électriques ou mécaniques lors de sa mise en oeuvre.

Système de positionnement radioélectrique VOR

Le système VOR (*VHF omnidirectional Ranging*) fonctionne dans la bande de fréquence 108-117.95 MHz. Ce système de positionnement radioélectrique est utilisé en navigation aérienne pour trouver des trajets prédéfinis. Un récepteur VOR permet de déterminer la position de l'aéronef par rapport à une station au sol (balise émetteur VOR dont la position est connue). En utilisant deux balises VOR l'avion peut déterminer sa position de façon précise

Bande	Système	Fréquence
AM	ADF	190-1799 kHz
VHF	MB	75 MHz
VHF/UHF	ELT	406.025 and/or 121.5, 243 MHz
VHF	VOR/LOC	108-118 MHz
VHF	VHF COM	116-156 MHz
VHF/UHF	GS	329.15-335 MHz
L-Band	DME	960-1220 MHz
L-Band	ATC, TCAS-b	1020, 1090 MHz
L-Band	TCAS-T	1030, 1090 MHz
L1-Band	GPS	1575.42 MHz
C-Band	Radio Altimeter	4200-4400 MHz
X-Band	Wx	9.34 GHz

Tableau 2.1 Systèmes et fréquences typiques pour un aéronef civil.

par triangulation. Les antennes VOR qui sont installées sur les avions ont un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et une polarisation horizontale. Les antennes cadrées (*loop antennas*) sont très populaires pour cette application. Leurs dimensions sont approximativement 30 x 10 cm.

Système d'atterrissage aux instruments

Le système d'atterrissage aux instruments (*Instrument Landing System* - ILS) est un système d'approche de précision très utile en cas de mauvaise visibilité ou de visibilité nulle. Le système ILS guide l'aéronef jusqu'à la ligne centrale de la piste et fournit l'écart de l'avion par rapport à la pente nominale d'approche. C'est-à-dire qu'il permet de trouver la trajectoire d'approche au point de contact des roues du train d'atterrissage avec la piste. Il est constitué de trois sous-systèmes associés, à savoir :

- *ILS marker* ;
- *ILS glidescope* ;
- *ILS localizer*.

ILS marker : Des radio-bornes sont utilisées pour alerter le pilote de sa distance par rapport à la piste d'atterrissage. Cette information est présentée au pilote de façon visuelle et auditive. Le système ILS peut avoir jusqu'à trois radio-balises :intérieure, intermédiaire et extérieure, selon la distance par rapport au seuil de la piste. Ces radio-balises opèrent à une fréquence de 75MHz et elles sont modulées avec des tons différents. Étant donné que le système opère à une seule fréquence, la largeur de bande est très étroite, ainsi les antennes utilisées peuvent s'intégrer facilement dans la structure de l'aéronef.

ILS Glideslope et Localizer : Le Glideslope fournit la trajectoire optimale par rapport à la piste d'atterrissage, sur le plan vertical (idéalement trois dégrées). Il fonctionne dans la bande 329.15-335 MHz. Le signal du localiseur émis du sol permet au pilote de trouver le centre de la piste d'atterrissage sur le plan horizontal. Il opère dans la bande 108.10-111.95 MHz. Les signaux des deux systèmes présentent une polarisation horizontale. Les caractéristiques des systèmes ILS et VOR, à bande étroite, font en sorte que les antennes sont généralement placées dans le même boîtier, ce denier est habituellement de la forme d'une lame.

L'équipement de mesure de distance

L'équipement de mesure de distancee (*Distance measurement equipment - DME*) est un radio-transpondeur qui montre de façon continue la distance qui sépare l'aéronef d'une station DME au sol. Des paires d'impulsions (de largeur de 3.5 microsecondes) espacées de 12 ou 3.6 microsecondes sont envoyées par l'avion pour interroger la station au sol. Cette dernière transmet alors les impulsions de retour vers l'avion, avec le même intervalle de temps mais à une fréquence différente. Elle ajoute aussi un délai supplémentaire de 50 microsecondes. Une photo illustran les antennes utilisées par le système DME est montrée à la Figure 2.1. Le récepteur de bord mesure le temps aller-retour de ce signal et déduit la distance par rapport à la station au sol. Le système cherche des balises à l'avant de l'avion. Par conséquent, l'antenne est placée dans la partie inférieure (avant) du fuselage. En pratique deux antennes sont utilisées pour assurer la redondance. Les antennes pour ce système sont des monopoles ou des fentes verticales. Du fait que la longueur d'onde à 1 GHz est 30 cm, un monopole d'un quart de longueur d'onde aurait 7.5 cm de hauteur. Une antenne de cette taille est souvent incorporée dans une lame ou *blade* ; aussi appelé aileron de requin. Cet appareil de mesure de distance opère dans la bande 960MHz-1215MHz et son signal a une polarisation verticale.

Système d'alerte de trafic et d'évitement de collision - Contrôle du trafic aérien

Le système d'alerte de trafic et d'évitement de collision *(Traffic Collision Avoidance System - TCAS)* est un instrument développé pour éviter les collisions des avions en vol. Il cherche dans l'espace aérien au voisinage de l'aéronef les autres avions équipés de transpondeurs actifs, et ce, indépendamment du contrôle de trafic aérien. Le système est obligatoire pour les avions dont le poids est supérieur à 5700 kg ou avec une capacité de plus de 19 passagers.

Le système TCAS est basé sur la communication entre les différents transpondeurs.

Figure 2.1 DME Blade antennas

Chaque avion “interroge” les autres aéronefs sur une portée déterminée sur la fréquence de 1030 MHz. Par la suite, les autres aéronefs “répondent” en retour sur la fréquence de 1090 MHz. Ainsi, le système est capable de construire une carte en trois dimensions de l’aéronef dans l’espace aérien et de calculer sa distance par rapport aux autres avions en mesurant le temps des signaux aller-retour entres eux ; l‘information sur l’altitude est fournie par les autres appareils et le relèvement est donné par l‘antenne directionnelle installée sur l’avion.

Le système TCAS II emploie une antenne directionnelle placée au-dessus de l’avion ainsi qu‘une une antenne omnidirectionnelle, ou bien une autre directionnelle , installée au-dessous de l‘appareil. Deux antennes de plus sont requises lorsque le transpondeur est utilisé en Mode S. Chaque tranpondeur *mode S* posède une identificateur numerique de 24 bit unique. L’antenne directionnelle mentionnée auparavant est typiquement constitué d‘un réseau de quatre patchs, elle a donc un profil très bas. L’antenne omnidirectionnelle a une polarisation verticale et elle est similaire à celle employée dans le système DME.

Communications VHF

La bande VHF s’étend de 108 MHz à 136 MHz avec des canaux de 8.33 kHz. Cette bande est fondamentalement dédiée au contrôle du trafic aérien (*Air Traffic Control - ATC*). Un monopole d’un quart de longueur d’onde à 100MHz a une longueur physique de 75 cm. Bien que les antennes utilisées pour ce système soient électriquement petites, leurs longueurs sont d’au moins 35 cm dans le meilleur des cas. Ce sont donc ces antennes qui dépasseront le plus du fuselage de l‘avion.

2.1.2 Placement des antennes

Puisque le rayonnement des antennes dépend du type d'antenne et de sa position, le choix de leur emplacement est primordial pour assurer le bonne fonctionnement de tous les systèmes avioniques. Contrairement à ce qu'on pourrait penser, la position des antennes est déterminée en premier lieu par des considérations d'ordres mécaniques et aérodynamiques, les considérations électromagnétiques venant quant à elles en second plan. En outre, chaque système impose ses conditions en ce qui concerne le diagramme de rayonnement. Par exemple, on peut citer les systèmes DME qui calculent la distance par rapport à une station au sol et dont les antennes sont installées sous du fuselage de l'avion (Deux antennes sont installées à des fins de redondance). Les antennes du système ATC/TCAS doivent assurer une couverture omnidirectionnelle de l'espace aérien au-dessus et sous l'avion car ces antennes sont dédiées au contrôle de trafic aérien et au système d'anti-collision. Elles sont d'habitude installées vers l'avant de l'avion.

La Fig. 2.2 et la Fig. 2.3 montre la configuration des antennes typiques pour un avion Boeing 737 et Bombardier Global.

2.1.3 Antennes multifonctionnelles à profile bas

La plupart des antennes placées sur le fuselage d'un avion avec polarisation verticale et qui appartiennent aux systèmes de navigation et de communication décrits ci-dessus sont du type "blade". Les problèmes les plus fréquemment rencontrés avec une telle antenne d'antenne sont la trainée qu'elle ajoute et le risque qu'elle soit endommagée par des agents extérieures à l'avion. Par exemple, le véhicule de chargement des marchandises est susceptible d'accrocher et de briser les antennes car ces dernières dépassent de la surface du fuselage. Les deux classes d'antennes qui demandent une attention particulière sont celles qui opèrent dans les bandes de fréquences VHF et L. Les antennes VHF sont les plus volumineuses car elles dépassent de 35 cm du fuselage dans le meilleur des cas. Les antennes opérant dans la bande L sont les plus nombreuses car plusieurs systèmes de communication et de navigation utilisent cette bande (DME, ATC, TCAS et ses différents modes). *L'objectif de notre travail est donc de concevoir une antenne ayant un profil bas et qui soit multifonctionnelle. Plus précisément on visera à concevoir une antenne dont les caractéristiques mécaniques et électromagnétiques répondent aux spécifications DME, TCAS et ATC.*

2.2 La traînée

Quand un corps solide se déplace dans un fluide (un liquide ou un gaz), le fluide s'oppose au mouvement. L'objet est alors soumis à une force aérodynamique dans le sens opposé à

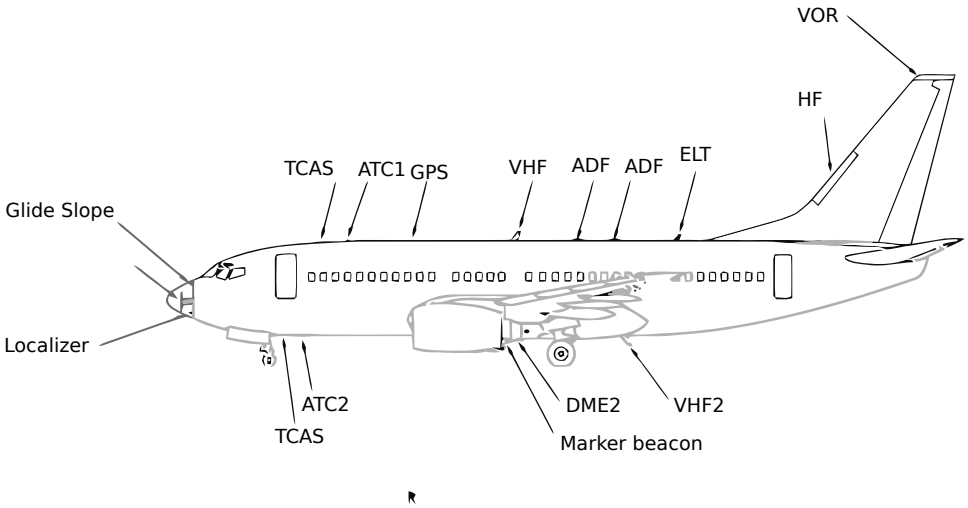


Figure 2.2 Placement des antennes - Boeing 737

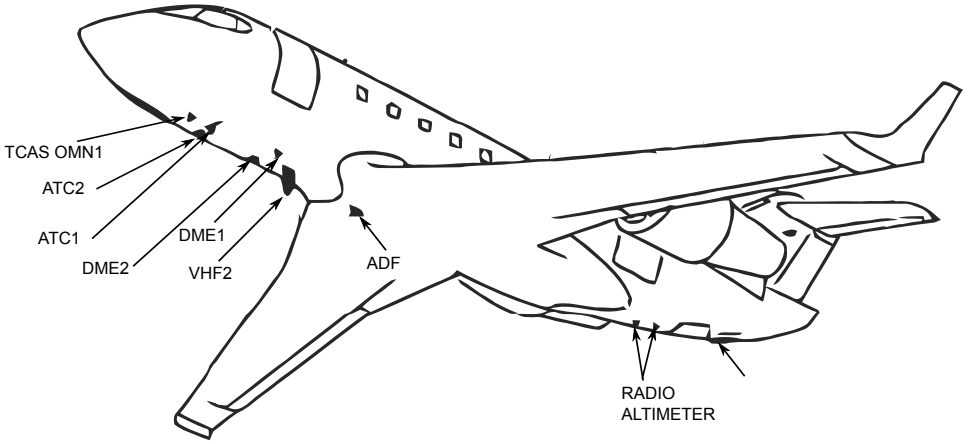


Figure 2.3 Placement des antennes - Bombardier Global

la vitesse relative du corps par rapport au fluide. On appelle cette force la traînée. Il y a plusieurs facteurs qui déterminent la traînée qui peuvent être regroupés en a) ceux qui sont associés à l'objet, b) ceux qui sont associés au déplacement de l'objet, c) ceux qui sont associés à l'air ambiant.

L'objet : La géométrie de l'objet a une importance fondamentale sur la force de traînée développée par un objet. La traînée est linéairement dépendante de la taille de l'objet. La forme de la coupe transversale détermine la traînée de forme (*form drag*). Celle-ci est liée aux variations de pression de l'air autour de l'objet. La traînée induite (*induced drag*), pour sa part, est un produit de la portance des ailes. De plus, si on imagine la traînée comme une force de frottement,(traînée de frottement ou *skin friction*), la magnitude de la traînée

dépend de la rugosité de la surface. Des surfaces lisses produisent moins de traînée que des surface qui ont des aspérités.

Le mouvement de l'air : La traînée est toujours associée au mouvement de l'avion dans l'air, en conséquence, elle dépend de la vitesse de l'air. Comme la portance, la traînée augmente de façon proportionnelle au carré de la vitesse de l'objet.

Les propriétés de l'air La traînée dépend directement de la masse volumique du fluide qui transite autour de l'avion. La traînée dépend aussi de la viscosité et de la compressibilité de l'air.

Tous les facteurs mentionnés ci-dessus peuvent être inclus dans la formule de la traînée. Autrement dit, la traînée dépend de la densité de l'air, du carré de la vitesse, de la viscosité de l'air, de la compressibilité de l'air, de la taille, de la forme de l'objet et de l'inclinaison de l'‘objet par rapport au flux. La façon de prendre en considération tous les facteurs est de les inclure dans une seule variable appelée le coefficient de traînée, qui apparaît dans la formule suivante

$$D = C_d \frac{\rho V^2}{2} A \tag{2.1}$$

avec :

D : traînée $[N]$

ρ : masse volumique du fluide $[kg/m^3]$

V : vitesse de l'objet $[m/s]$

A : surface de référence $[m^2]$

C_d : coefficient de traînée.[ ]

En utilisant cette formule il est possible de prédire l'intensité de la force générée sur un corps de dimension quelconques qui se déplace à travers un fluide et à une vitesse donnée. La surface de référence dépend du type de trainée à déterminer. Pour les voitures il est courant d'utiliser la projection de la surface frontale. Pour les profils aérodynamiques, la projection des ailes est utilisée car il est courant de comparer la traînée D à la force de sustentation. Le coefficient de traînée se détermine de façon expérimentale, à partir de la mesure de la force et en divisant cette dernière par la surface de référence, entre autres facteurs. Il est donc possible de choisir n'importe quelle surface facilement mesurable et la valeur du coefficient sera fonction de cette dérnière et la magnitude D de la traîné ne changera pas.

2.2.1 Coefficient de traînée

La formule (2.1) peut être ré-écrite comme :

$$C_d = \frac{D}{A \cdot 0.5 \cdot \rho \cdot V^2} \tag{2.2}$$

Cette équation nous permet de déterminer la valeur du coefficient de traînée. Dans un environnement contrôlé, tel qu'un tunnel aérodynamique, il est possible de fixer la densité, la vitesse et la surface de référence dans le but de déterminer la traînée. Après avoir déterminé cette valeur il est possible de prédire l'intensité de la traînée dans d'autres conditions de vitesse, de densité (liée à l'altitude) et de surface de référence. Le coefficient de traînée est dépendant de la forme et de l'inclinaison de l'objet. À cela s'ajoute des dépendances par rapport à la viscosité et la compressibilité de l'air. Pour prédire correctement la traînée il faut s'assurer que ces paramètres soient égaux dans les cas mesuré et théorique.

Pour un aéronef donné on peut évaluer le coefficient de traînée à partir de deux composantes ; un coefficient de base qui tient compte de la friction et de la forme de l'avion, ainsi qu'un coefficient additionnel qui est lié à la portance. Cette source additionnelle de traînée est appelée la traînée induite. Elle est produite au bout des ailes par la différence de pression au-dessus et au-dessous des ailes. La traînée induite s'exprime par la formule suivante :

$$C_{di} = \frac{C_l}{\pi \cdot AR \cdot e}$$

où :

C_l est le coefficient de portance de l'aile.

AR est l'allongement effectif

e est le facteur d'efficacité

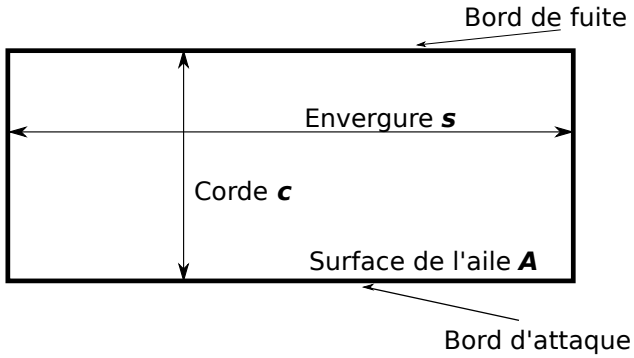


Figure 2.4 Plan de l'aile - Vue de dessus

L'allongement effectif est égal au carré de l'envergure divisé par la surface des ailes. La finesse d'une aile augmente avec son allongement.(figure 2.4).

$$AR = \frac{s^2}{A}$$

Une aile très allongée engendre moins de traînée induite qu'une aile faiblement allongée. Le coefficient e, qui dépend de la distribution de portance en envergure, est égal à 1 pour la distribution elliptique et il est inférieur à 1 pour une distribution quelconque. Une valeur typique de ce coefficient pour une aile rectangulaire est 0.7.

Le coefficient de traînée total (C_d) est égal à la somme du coefficient de traînée pour une portance nulle (C_{d0}) et du coefficient de traînée induite (C_{di}).

$$C_d = C_{d0} + C_{di}$$

La dernière équation utilise la surface des ailes comme surface de référence. Afin de pouvoir faire la somme au carré du coefficient de portance (2.1), les deux coefficients doivent être référencés par rapport à la même surface.

Cependant, l'estimation du coefficient de traînée pour une portance nulle est loin d'être triviale. En effet, son calcul nécessite la prise en considération de plusieurs contributions. Chaque composant d'un aéronef qui est en contact avec un flux d'air va générer une traînée. Les principaux composants sont les suivants : les ailes, le fuselage, la queue horizontale, la queue verticale, la nacelle, le train d'atterrissage et les volets. Le fuselage est les ailes contribueront jusqu'à 80% de la traînée et les autres éléments les 20% restants. Le Tableau 2.2 montre la contribution de chaque composant de l'avion dans la traînée totale.
On ne développera pas le calcul du C_{d0} dans ce mémoire. Dans la section suivante, une comparaison du coefficient total de traînée d'une aile par rapport à celui d'une antenne de type lame ou *blade* sera effectuée. Finalement, le Tableau 2.3 montre les coefficients de traînée à portance nulle typiques pour plusieurs types d'naéronefs.

2.2.2 La traînée d'une antenne de type lame

Pour calculer la traînée produite par une antenne de type *blade*, cette dernière doit être considérée comme une aile de faible dimension. Dans cette section on comparera la traînée engendrée par une antenne DME avec celle que pourra produire une antenne VHF. Tel que mentionné dans la section 2.2.1 le calcul du coefficient de traînée à portance nulle entraîne des difficultés à cause des multiples facteurs à considérer. Pour simplifier le calcul, le profil transversal des antennes sont considérés comme elliptiques. De plus, la forme de ces dernières

Composant	C_{d0} **du composant**	**Pourcentage par rapport au** C_{d0} **total**
Aile	0.0053	23.4
Fuselage	0.0063	27.8
Réservoirs en bout d'aile	0.0021	9.3
Nacelle	0.0012	5.3
Supports de moteur	0.0003	1.3
L'empennage horizontal	0.0016	7.1
L'empennage vertical	0.0011	4.8
Autres composantes	0.0046	20.4
CDo total	0.0226	100

Tableau 2.2 Valeurs C_{d0} de plus importantes composant du *Gates Learjet 25*

Type d'aéronef	C_{d0}
Avion à réaction subsonique	0.014-0.02
Avion à turbopropulseurs	0.018-0.024
Avion bimoteur à turbopropulseurs	0.022-0.028
Avions agricoles avec pulvérisateur	0.07-0.08
Avions agricoles sans pulvérisateur	0.06-0.065
Planeur	0.01-0.015
L'avion supersonique	0.02-0.04

Tableau 2.3 Valeurs typiques C_{d0} pour plusieurs types d'avions

est considérée rectangulaire. Les dimensions utilisées sont données dans le Tableau 2.4 qui fait référence à la figure. 2.5

Le logiciel *FoilSim II* (FoilSim, 2012) permet de faire le calcul simplement. (Ce logiciel est disponible gratuitement sur le site nasa.org). Le Tableau suivant (Tableau 2.4) montre les valeurs des entrées requises par *FoilSim II* pour les deux cas étudiés.

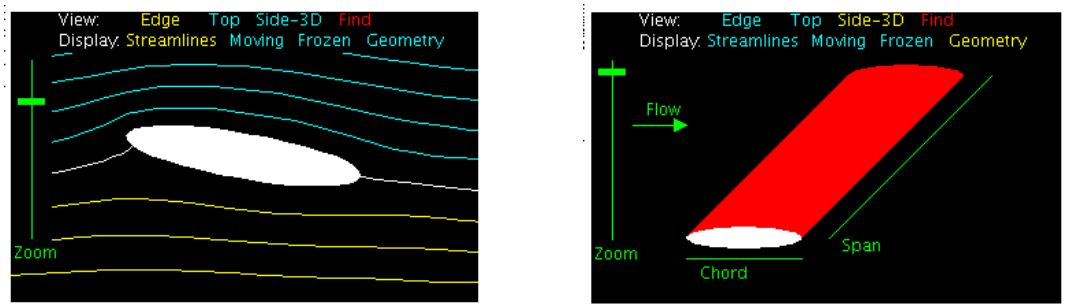
Les résultats de cette simulation sont comparés dans le Tableau. 2.5

Le Tableau 2.5 présente les différences de traînée pour deux types d'antennes définies précédemment comme problématiques. Même si la traînée de l'antenne DME est 20 fois inférieure à celle de l'antenne VHF, celle de l'antenne proposée est quant à elle nulle. C'est qui représente une amélioration non négligeable dans le contexte plus général d'un avion dit "vert" dont tous les éléments constituant ce dernier sont pris en considération pour permettre de réduire au maximum la consommation de carburant. Par exemple, même si la traînée d'une antenne opérant dans la bande L ne représente que 0.01% de la traînée engendré par une aile de l'avion Bombardier Challenger, il faut considérer le fait que les antennes dans cette bande sont nombreuses et que la durée de vie de l'avion se compte en décennies. En conséquence, l'économie de carburant dévient non négligeable.

2.2.3 Antennes Conformes

Antennes fente circulaire

Les antennes du type "annular slot" ont été introduites dans les années 1950. Elles constituent une alternative de profil base aux antennes blades. À la base, le rayonnement est produit par une fente circulaire machinée sur un plan de masse. Le diagramme de rayonnement est similaire à celui du monopole et la polarisation est verticale. Une des premières publications sur le sujet (Cumming et Cormier, 1958) décrit le fonctionnement de cette an-



(a) Profile 2D (b) Profile 3D

Figure 2.5 Géométrie de l'aile et l'antenne simulée.(FoilSim, 2012)

Input parameter	**Antenne VHF**	**Antenna DME**
Alongement (*Spam*) *cm*	30	6
Corde (*Chord*) *cm*	25.4	4
Angle d'atack (*Angle*)	0°	0°
Epaisseur Pourcentuelle (*thick*)	12.5%	12.5%
Altitude (*Altitude*) *m*	0	0
Forme (*Airfoil shape*)	Ellipse	Ellipse
Vitesse (*Speed*) km/h	160	160
Temperature (*Temperature*)	15°	15°
Densité de l'air (*Density*) kg/m^3	1.224	1.224

Tableau 2.4 Valeurs des entrées pour *FoilSim II*

Output Parameter	**Antenne VHF**	**Antenne DME**
Surface (*Area*)	0.075 m^2	0.0024 m^2
Rapport d'Aspect(*AR*)	1.2	2
Portance (*Lift force*)	0 N	0 N
Traînée (*Drag force*)	*1.577 N*	*0.061 N*
C_d	0.017	0.021

Tableau 2.5 Resultats tirés à partir de *FoilSim II*

tenne. L'antenne est présentée dans la Figure 2.6

Le mécanisme de rayonnement de cette antenne est décrit en (Pistolkors, 1948). Du point de vue du diagramme de rayonnement l'auteur démontre que le lobe principal approche le plan de la fente seulement quand le rayon de la fente est suffisamment petit par rapport à la longueur d'onde. Pour un rayon moyen de la fente ρ et une constante de propagation k donnés, il a été démontré que pour des incréments de ρ tels que $k\rho > 2$ des zeros vont apparaître dans le plan E, comme illustré à la Figure 2.7. Puisque le diagramme de rayonnement de référence pour les antennes en question est celui d'un monopole $\lambda/4$, l'apparition de zéros est un phénomène indésirable.

En contrepartie, si on regarde la fente comme étant la région entre le conducteur extérieur et intérieur d'une ligne coaxiale que se termine dans un plan de masse (sous-section suivante), le calcul de l'admittance montre (Levine et Papas, 1951) que la conductance est beaucoup plus petite que la susceptance. La première se comporte de manière oscillatoire avec la fréquence et atteint un maximum lorsque le diamètre de la cavité est de l'ordre d'une longueur d'onde approximativement. D'un point de vue des adaptations d'impédances, le paramètre de d'intérêt est, le rapport de la susceptance sur la conductance ; c'est-à-dire le coefficient de qualité Q de l'antenne. Ainsi, plus le diamètre de l'antenne est grand, plus la largeur de bande pour un VSWR donné sera grande. En contrapartie, un diamètre impor-

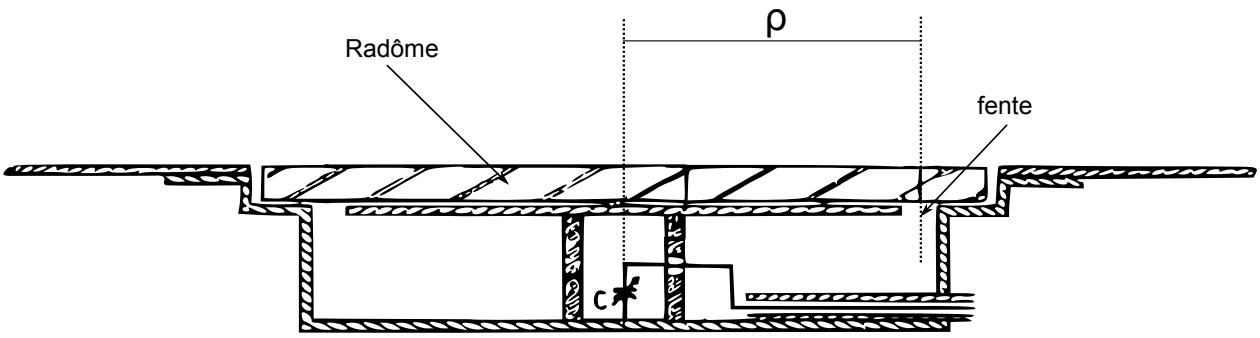


Figure 2.6 Antenne de type fente circulaire, alimentée par une ligne de transmission radiale

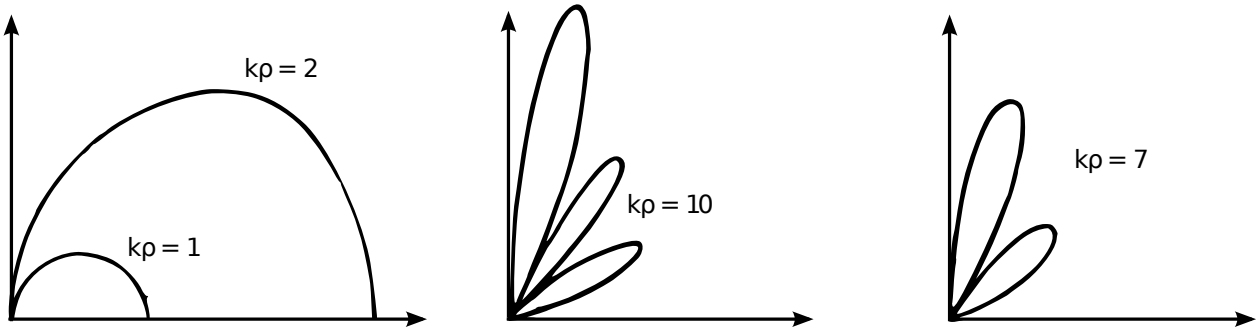


Figure 2.7 Diagramme de rayonnement en plan E pour plusieurs diamètres de fente.

tant pourrait faire apparaitre des lobes secondaires dans le plan E. En résumé, un compromis doit être fait et il est en général difficile d'obtenir une bonne adaptation d'impédance sur une grande largeur de bande pour ce type d'antennes.

Antennes à ouverture sur cavité

Tel que mentionné auparavant une deuxième approche est de considérer l'antenne comme étant une ligne coaxiale qui se termine en circuit ouvert comme celle qui est représentée à la Figure 2.8 (Reddy *et al.* (1996)). L'auteur utilise une combinaison de méthodes éléments finis (à l'intérieur de la cavité) et méthode des moments (à l'extérieur de la cavité) pour calculer l'admittance d'entrée et le diagramme de rayonnement de la ligne en question. À la Figure 2.9 on montre la perte de retour de la cavité à la Figure 2.8. Les dimensions de la cavité sont calculées à la fréquence de 5GHz :

rayon extérieur= 0.42λ

rayon intérieur= $7.6 \cdot 10^{-3}\lambda$

profondeur de la cavité= 0.15λ

W1= 10λ

W2= 5λ

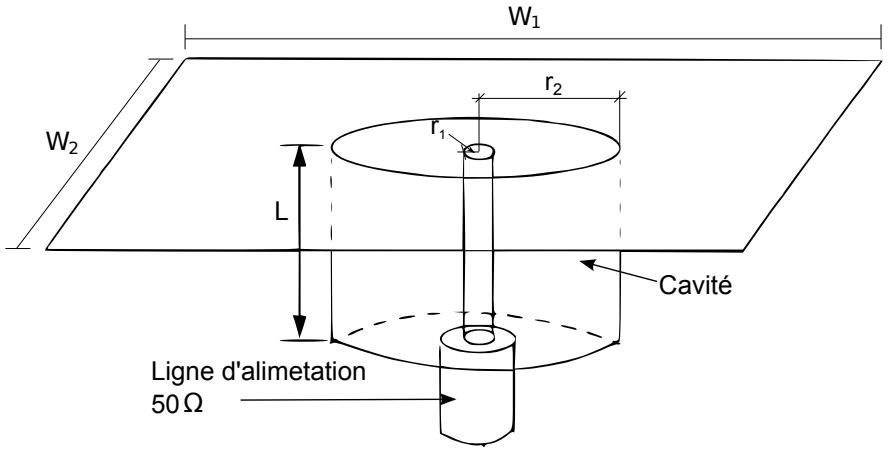


Figure 2.8 Géométrie d'une ligne coaxiale avec un plan de masse fini (Reddy *et al.* (1996)).

Comme en témoigne les résultats de la Figure 2.9, la fente/ligne montre une grande largeur de bande mais les pertes de retour sont très élevées. Un paramètre important à prendre en compte pour le développement qui suivra est le ratio *rayon extérieur*/*rayon intérieur*. Dans le dernier cas il est égal à 55.26 .

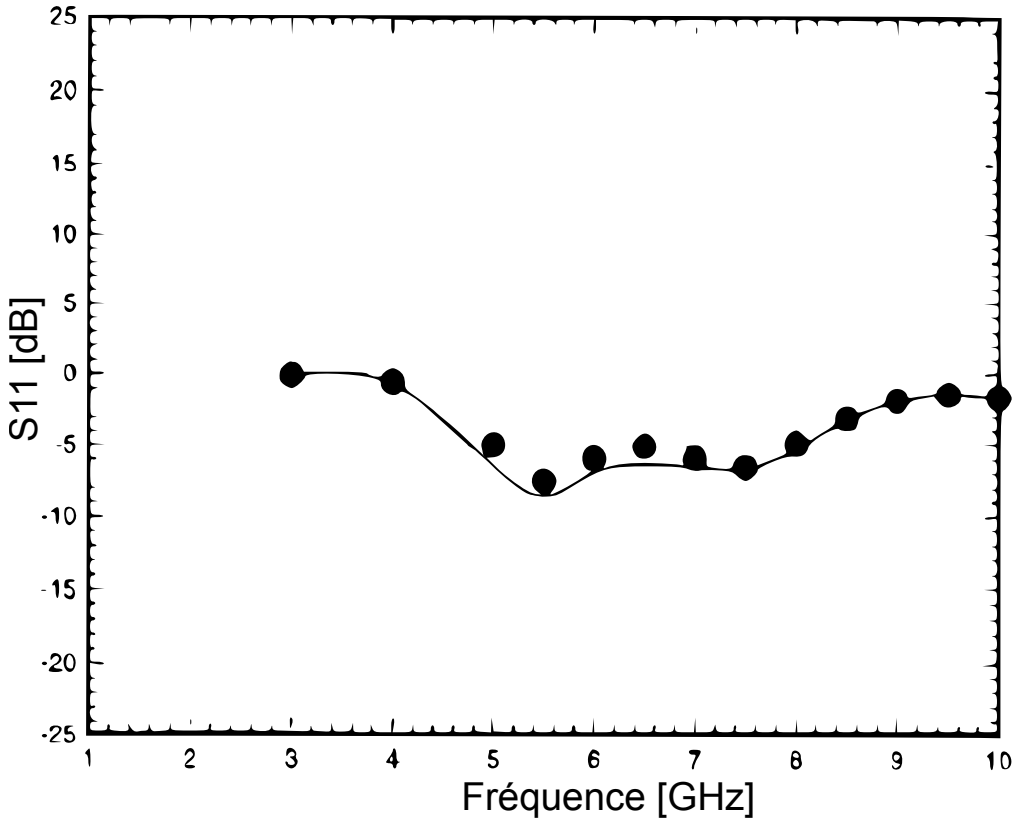
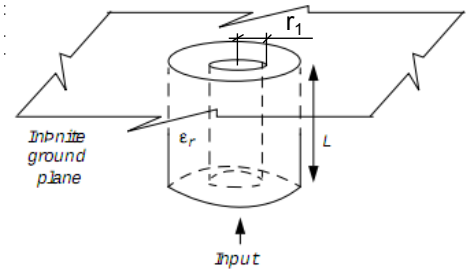
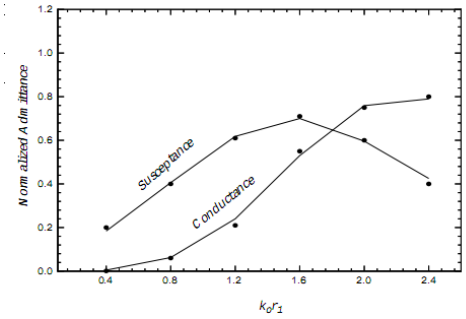


Figure 2.9 Perte de retour. La ligne correspond aux simulations et les points aux mesures. $L = 0.15\lambda$, $W_1 = 10\lambda$, $W_2 = 5\lambda$ (Reddy *et al.* (1996)).

Un autre résultat significatif exposé dans cet article est présenté à la Figure 2.10. Les variations de susceptance/conductance sont calculées pour différentes valeurs de diamètres du conducteur intérieur (r_1), et ce, en fixant le ratio r_2/r_1 à 1.57, avec r_2 le rayon extérieur et $L = 1\lambda$. On peut observer un point de croisement des courbes des susceptances et conductances. À partir de ce point le facteur de qualité de l'antenne diminue de façon significative car la conductance dépasse la susceptance, ce qui permet d'augmenter la largeur de bande. Une analyse plus détaillée de la même structure est présentée par (Swift, 1967). Ces résultats permettent d'apprécier le mouvement du point de croisement comme fonction du ratio r_1/r_2. On présente à la Figure 2.11 les courbes d'admittance pour trois ratios différents. On observe que le point de croisement se déplace vers des longueurs d'ondes plus grandes lorsque le ratio augmente.

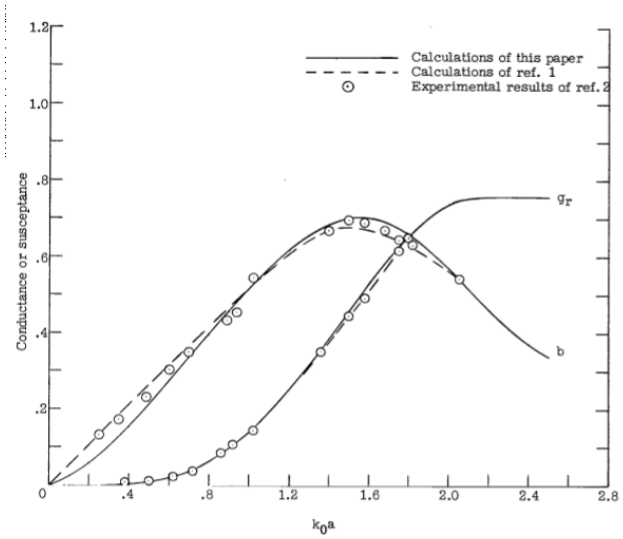


(a) Géometrie

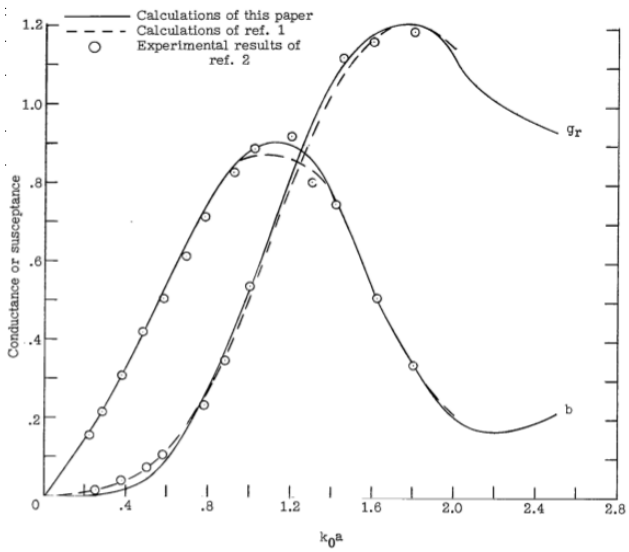


(b) Admitance d'entrée en fonction de $k_o r_1$

Figure 2.10 Admittance d'entrée d'une ligne coaxiale ouverte avec un ratio $r_2/r_1 = 1.57$ (Reddy *et al.* (1996)).



(a) $r_2/r_1 = 1.57$



(b) $r_2/r_1 = 2.36$

Figure 2.11 Admitance d'entrée d'une ligne coaxiale ouverte pour diverses valeurs du ratio r_2/r_1(Swift, 1967)

CHAPITRE 3

Conception de l'antenne à bas profil

Dans ce chapitre on évoquera la conception et l'optimisation d'une antenne multifonctionnelle bas profil. Tout d'abord nous présenterons le monopole large bande ou *IHA* pour lequel on appliquera un processus d'optimisation paramétrique pour trouver la réponse désirée. À posteriori nous montrerons un prototype à l'échelle 1/4 fabriqué et mesuré de l'antenne proposée. On présentera une comparaison entre les mesures et les simulations de l'impédance d'entrée ainsi que du diagramme de rayonnement. On finira le chapitre en parlant de l'importance du plan de masse fini et de ses effets sur le diagramme de rayonnement.

3.1 Conception et simulation

3.1.1 Monopole ultra large bande - IHA

Tel qu'expliqué dans l'introduction, le point de départ de notre antenne est l'antenne du type monopole ultra-large bande présenté par Zhao *et al.* (2010) et qui est représentée à la figure 3.1. Par sa ressemblance avec un chapeau inversé on l'appellera *Inverted Hat Antenna* ou IHA.

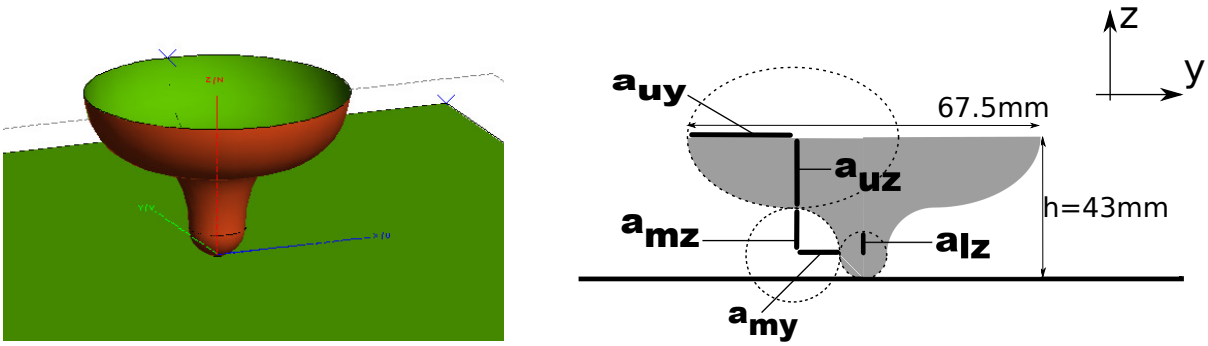
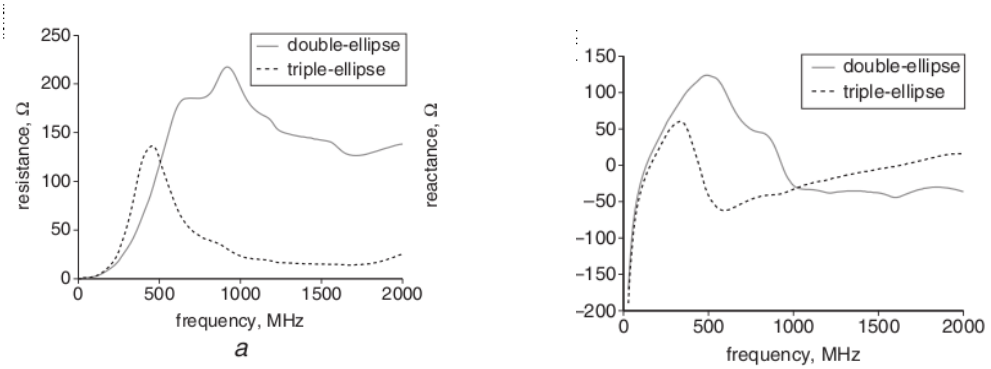


Figure 3.1 Géométrie de l'antenne à trois ellipses. Les indices l, m et u font référence aux ellipses basse (*lower*), médiane (*middle*) et haute (*upper*) respectivemet.

Cette antenne est formée par une surface de révolution qui est constituée de trois segments elliptiques concaves et convexes. Chaque segment correspond au quart d'une ellipse (figure 3.1). À partir de maintenant elles seront référencées comme les ellipse basse, médiane et haute. Chacune des ellipses compte un axe horizontal dans la direction y et un axe vertical

dans la direction z. L'alimentation se fait par une ligne coaxial dont son conducteur central traverse le plan de masse et se connecte à la base du monopole. Une surface avec un tel profil fait en sorte que les hautes fréquences sont rayonnées à partir des régions proches de l'alimentation et les basses fréquences à partir des régions éloignées. La conséquence de ce phénomène est que l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement varient lentement avec la fréquence. Le mode d'opération de l'antenne est basé sur une onde progressive qui se propage entre le plan de masse et la surface HI-HAN.

Pour démontrer le caractère large bande de l'antenne en question l'auteur,(Zhao *et al.* (2010)) montre les courbes de résistance et réactance, en fonction de la fréquence (figure 3.2), et le diagramme de rayonnement en élévation pour quelques fréquences, figure 3.3. Deux géométries sont présentées dans cet article. Une première composée par deux ellipses et une deuxième composée par trois. Tel que montré sur la figure 3.2 la géométrie à trois ellipses permet de mieux contrôler l'impédance d'entrée de l'antenne. En effet les variations de résistance et réactance sont plus faibles pour le cas à trois ellipses sur la bande fréquence de 800MHz à 2000MHz.



(a) Résistance (b) Réactance

Figure 3.2 Impédance d'entrée du monopole à ellipse double et triple (Zhao *et al.*, 2010)

Pour permettre l'évaluation et la comparaison des antennes on utilise souvent le paramètre S_{11}, c'est à dire le coefficient de réflexion (ou pertes de retour). On présente à la figure 3.4 le coefficient de réflexion simulé de l'antenne composée par trois ellipses et mentionnée précédemment. L'antenne est simulée sur un plan de masse infini. Le corps de l'antenne (IHA) ainsi que le plan de masse sont considérés parfaitement conducteurs (PEC) lors de la simulation. De plus, l'antenne est excitée avec une ligne coaxiale ayant une impédance caractéristique de 50 ohms sous le plan de masse, de manière à ce que le conducteur central soit connecté au IHA. On peut voir que l'antenne présente une grande largeur de bande, par contre, les pertes de retour sont très importantes.

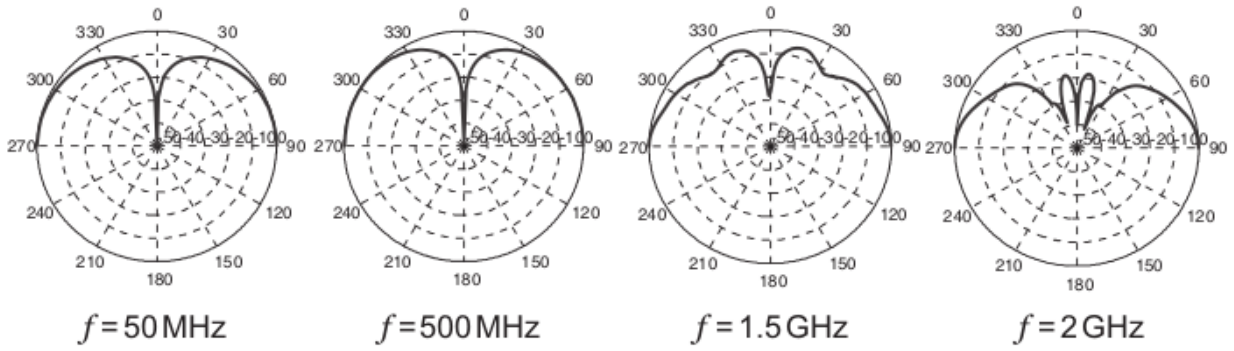


Figure 3.3 Simulations des diagrammes de rayonnement en élévation pour le cas à deux ellipses (Zhao *et al.*, 2010)

3.1.2 La conception d'une antenne IHA à profile bas

Dans cette section on décrira la méthode de conception d'une nouvelle antenne à bas profil. La première étape de notre développement consiste à réduire l'échelle du monopole ou IHA afin de pouvoir optimiser le paramètre S_{11} dans la bande d'intérêt. La figure 3.4 montre l'antenne à trois ellipses présentée par (Zhao *et al.*, 2010), puis l'antenne avec des dimensions réduites de 60% et de 30% respectivement. Les simulations montrent que lorsque les dimensions sont réduites de 28% , les pertes de retour sont améliorées et on obtient un S_{11} de -9 dB à la fréquence de 1.1GHz.

La deuxième étape est de placer l'antenne, de dimensions réduites, à l'intérieur d'une cavité cylindrique comme illustré à la figure 3.5. C'est cette géométrie qui sera adoptée par la suite. Le rayon de la cavité est de 280 mm et sa profondeur est de 43 mm. Ces dimensions ont été choisi pour limiter le volume de l'antenne dans le fuselage de l'avion. La hauteur maximale de l'antenne est limitée par la largeur de la structure du fuselage de l'avion qui est d'environ 75 mm dans le cas d'avions de type jets régionaux. Cette épaisseur doit inclure aussi le connecteur et le câble d'alimentation de l'antenne. De même, le rayon de la cavité détermine la fréquence de résonance de l'antenne, comme on le montrera dans la prochaine sous-section.

Les simulations et optimisations de l'antenne ont été réalisées principalement avec la méthode des éléments finis, en particulier avec le logiciel Ansoft HFSS. L'évaluation des performances de l'antenne sur un modèle d'aéronef réel a été réalisée avec FEKO (FEKO, 2012) en utilisant le "multi-level fast multipole method". Pendant toutes la phase d'optimisation, toutes les parties métalliques sont considérés comme des conducteur parfaits.

La figure 3.6 montre les trois différentes étapes de la conception de l'antenne. En premier

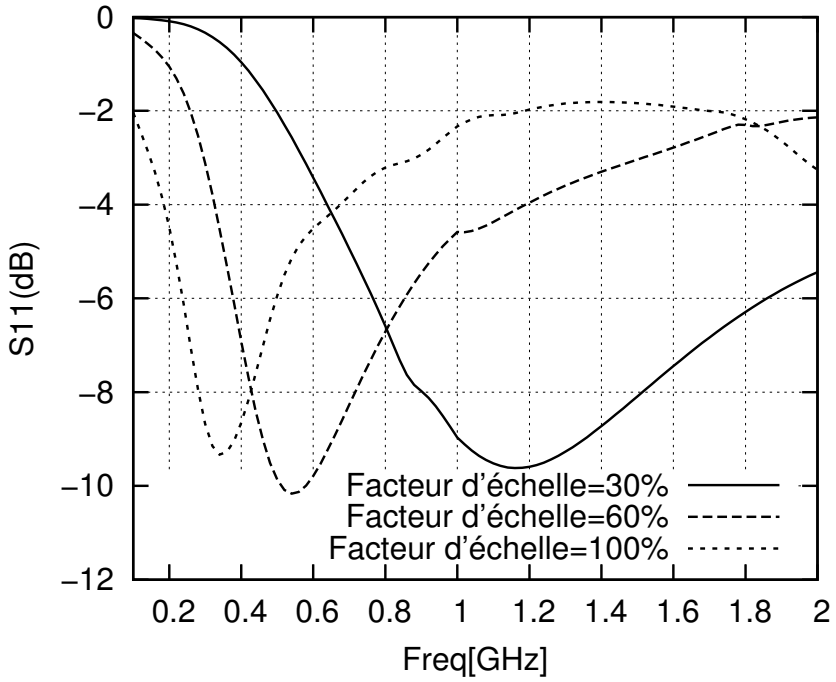


Figure 3.4 IHA sur un plan de masse infini.

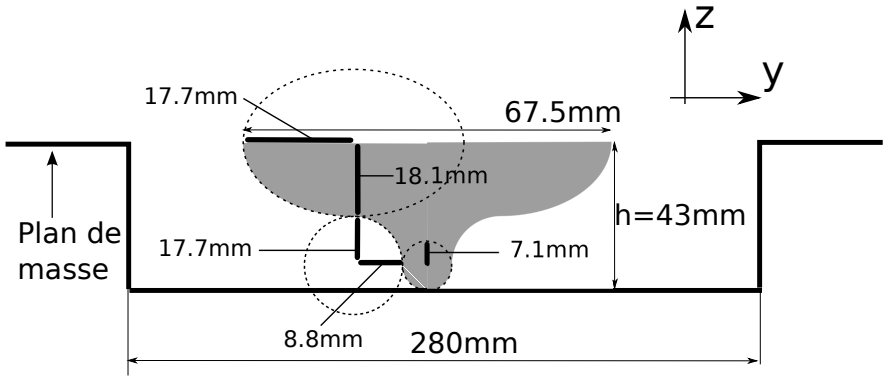


Figure 3.5 L' IHA composée de trois ellipses. Antenne conçue.

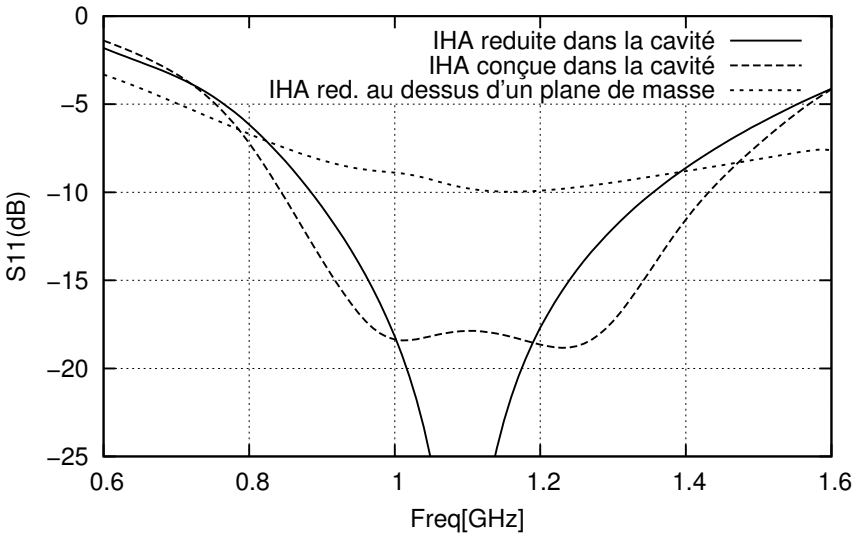


Figure 3.6 S_{11} simulé de l'IHA sur un plan de masse et à l'intérieur de la cavité. L'IHA est alimentée par une ligne coaxiale 50 ohms.

lieu, on observe l'IHA selon les paramètres indiqués mais avec une échelle réduite de 30% par rapport à l'original pour pouvoir centrer la fréquence de résonance à 1.1GHz. L'antenne présente une grande largeur de bande mais aussi des désadaptations importantes. Deuxièmement, la même antenne est placée au centre d'une cavité de 280 mm de diamètre. Ce qui a pour effet d'obtenir une très bonne adaptation seulement dans une plage de la bande de fréquence DME. Une importante résonance apparaît à 1.1GHz. Finalement, le profil de l'IHA est optimisé de manière a obtenir la largeur de bande requise par l'application DME, avec des niveaux de pertes de retour autour de 15 dB sur toute la bande. Cette amélioration de performance est possible par deux facteurs qui se combinent : la longueur du IHA et le rayon de la cavité. Un étude paramétrique fut utilisée pour déterminer les valeurs optimales de ces paramètres. Celle-ci sera décrite dans la section suivante.

3.1.3 L'optimisation de l'antenne

Initialement, six paramètres reliés au profil de l'IHA sont définis. Chacun d'eux fait référence à un des demi-axes de chaque ellipse qui fait partie du profil. (voir les dimensions a_z et a_y sur la figure 3.5). Pour obtenir une antenne qui ne dépasse pas le fuselage, la hauteur du monopole est choisie pour être égale à la profondeur de la cavité. En conséquence, la somme des moitiés des axes des trois ellipses selon la direction z (a_{lz}+a_{mz}+a_{uz}) sera égale à 43 mm. De plus, puisque l'ellipse basse contrôle le comportement de l'antenne dans la partie supérieure de la bande de fréquence et que de très faibles variations ont été

observé quand les longueurs des axes changent de façon indépendante, les paramètres a_{lz} et a_{ly} ont été fixé à la même valeur pour simplifier la recherche de solution. Si on tient compte des simplifications apportées jusqu'ici, seulement cinq paramètres indépendants ont besoin d'être considérés comme variables de contrôle, soit a_{lz},a_{ly},a_{mz},a_{my} et le rayon de la cavité. (Dans la notation employée, le premier sous-indice correspond à la position de l'ellipse et le deuxième à la direction de l'axe).

Plusieurs séries de simulation furent réalisées à partir des dimensions spécifiées dans le Tableau 3.1, colonne 3 (IHA à l'échelle 0.3). Pour chaque série, une des cinq valeurs était la variable et les dimensions restantes étaient maintenues fixes. Premièrement, il a fallu de trouver la fréquence de résonance de la structure. Ainsi, une analyse paramétrique a été entreprise en fixant toutes les dimensions excepté le diamètre de la cavité, qui a été pris comme variable. Les résultats de cette simulation sont montrés à la figure 3.7. Des résonances successives à des fréquences différents sont observées pour les différents diamètres de cavité. Lorsque la cavité est ouverte, on observe que le ratio entre deux résonances successives est très proche de celui observé entre deux fréquences de coupure des modes TM_{0n+1} et TM_{0n} d'un guide d'onde métallique circulaire qui aurait le même diamètre que la cavité. Par exemple, le ratio des deux premières résonances de la cavité de 280 mm de diamètre est $\frac{2.50GHz}{1.10GHz} = 2.29$. Pour un guide d'onde circulaire de 280 mm diamètre le ratio entre les deux premières fréquences de coupure est $\frac{f_{c,02}}{f_{c,01}} = \frac{1.881GHz}{0.820GHz} = 2.27$. La même relation peut être vérifiée pour des dimensions de cavités différentes et ses équivalents en guides d'onde. En outre, l'effet de la cavité sur l'impédance par rapport à l'impédance d'entrée du monopole original peut être mieux observé à l'aide de l'abaque de Smith (figure 3.10). La cavité génère une boucle qui, si déplacée de façon adéquate, peut contribuer à l'élargissement de la bande d'intérêt. Plus de détails à ce sujet seront donnés dans les paragraphes suivantes.

Dans le cas suivant, où la variation de profil est étudié, le diamètre de la cavité est fixé à 280 mm. La figure 3.8 montre la réponse du coefficient S_{11} en fonction des variations des profils

Tableau 3.1 Dimensions de l'antenne

Axe	**IHA de (Zhao *et al.*, 2010)**	**IHA avec facteur d'échelle de 0.3.**	**Antenne conçue**	**Antenne fabriquée**
a_{lz}	25.4 mm	7.6 mm	7.11 mm	2.6 mm
a_{mz}	50.8 mm	15.2 mm	17.7 mm	2.2 mm
a_{my}	50.8 mm	15.2 mm	8.8 mm	4.8 mm
a_{uy}	114.3 mm	34.2 mm	17.7 mm	4.4 mm

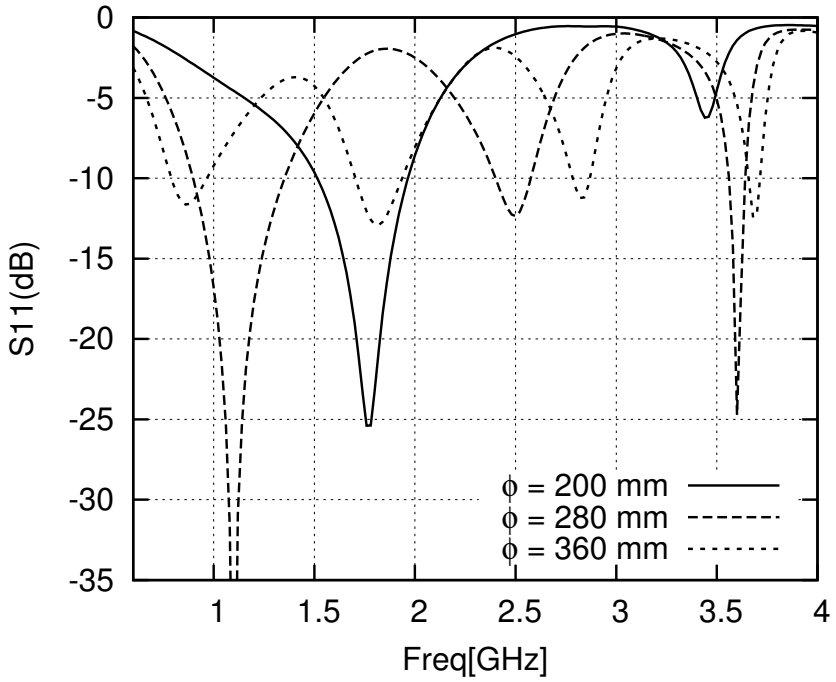
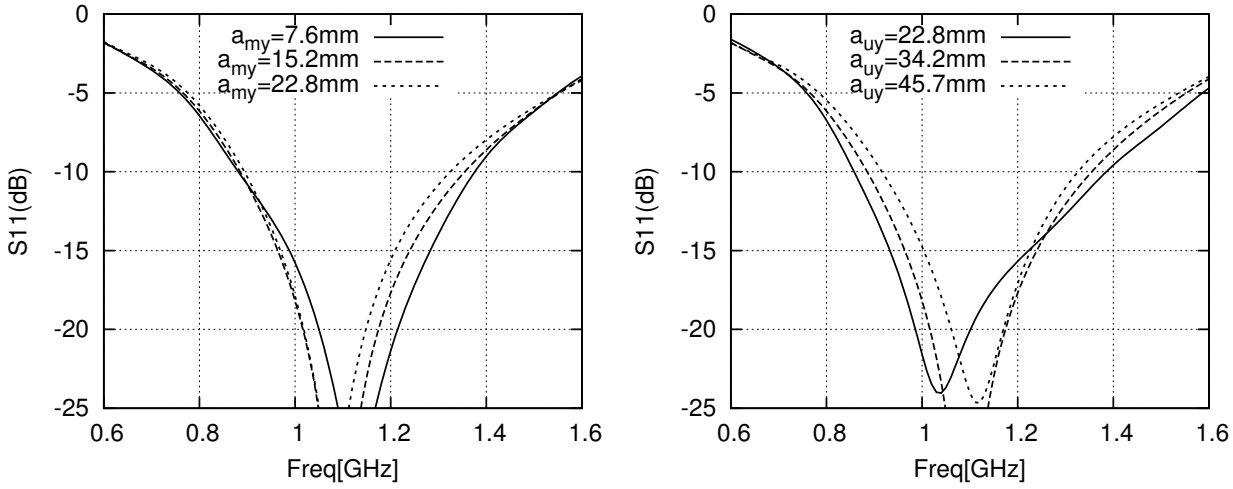


Figure 3.7 S_{11} pour différents variations du diamètre de la cavité.

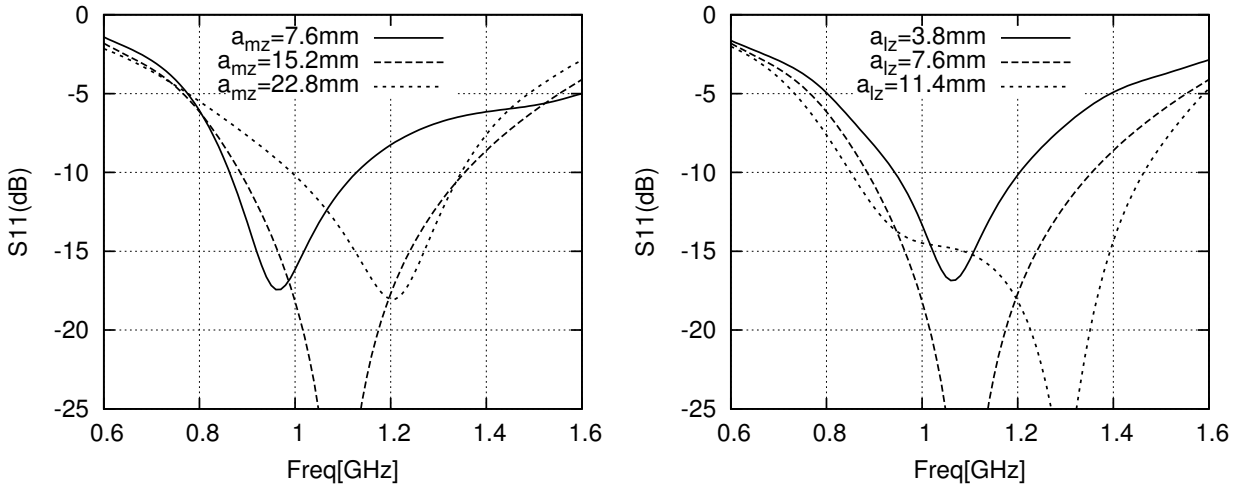
selon la direction y (a_{my} et a_{uy}). Dans chaque cas, les paramètres non variés correspondent à la 3e colonne du Tableau 3.1. Comme on peut le voir, la fréquence de résonance varie très peu. Au contraire, les variations du profil selon la direction z vont décaler la fréquence de résonance dans une plus grande proportion. À la figure 3.9, la fréquence de résonance se déplace de 200 MHz lorsque la longueur de a_{mz} augmente de 15.2mm. Puisque la hauteur de l'IHA est fixée à 43mm et a_{lz} est fixé à 7.6mm le paramètre qui va compenser cette variation est a_{uz}.

Un comportement différent est observé pour des variations de l'ellipse basse. (figure 3.9b). Des augmentations de la longueur a_{lz} vont non seulement provoquer un décalage de fréquence, mais aussi améliorer l'adaptation dans la bande qui va de 1 à 1.4GHz. Cet effet peut mieux s'expliquer à l'aide de la figure 3.10 où une boucle située prés du centre de l'abaque est pivotée dans le sens horaire avec les augmentations de a_{lz}, ce qui permet d'améliorer l'adaptation d'impédance la placer dans le centre de l'abaque. Les valeurs de a_{zl} sont sur la même figure. Les valeurs des variables restantes sont celles données dans le Tableau 3.1 colonne trois. La plus large bande (S_{11}=-15 dB) a été obtenue pour une valeur de a_{lz} égale à 8.8 mm. Finalement, en utilisant la procédure décrite, des valeurs optimales pour les axes des ellipses ont été trouvées. Ces valeurs, montrées dans le Tableau 3.1 à la colonne quatre, permettent d'atteindre des perte de retour supérieures à 15 dB sur la bande d'intérêt.



(a) (b)

Figure 3.8 S_{11} en fonction des paramètres a_{my} et a_{uy}



(a) (b)

Figure 3.9 S_{11} en fonction des paramètres a_{mz} et a_{lz}

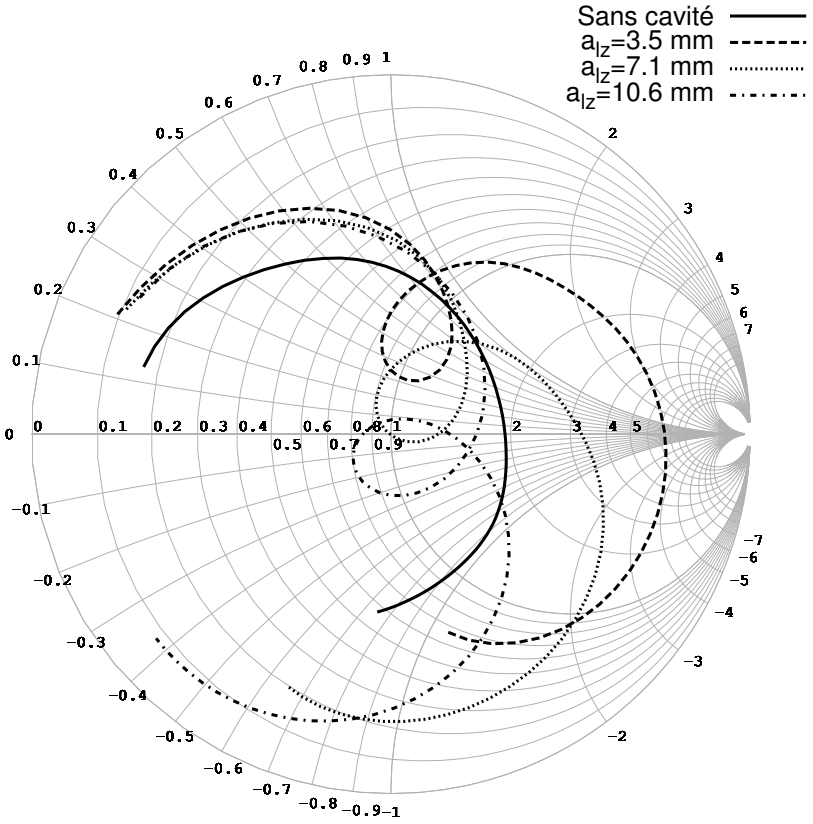


Figure 3.10 Simulations de l'impédance d'entrée pour les cas présentes dans le Tableau 3.1 et pour le cas sans cavité.

3.2 Résultats Expérimentaux

Le prototype de l'antenne proposée est montré à la figure 3.11. La mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne à 1 GHz et avec des dimensions totales supérieures à 300 mm n'étant pas possible à Polygrames, l'antenne à été fabriquée à une échelle 1/4. Le plan de masse de cette antenne a un diamètre de 300 mm, qui est compatible avec le système de mesure Satimo. Par ailleurs, le diamètre de 300 mm n'est pas choisi seulement pour se conformer aux instruments de mesure mais aussi pour répondre aux spécifications aéronautiques. Plus de détails à ce sujet seront donnés dans le chapitre trois. Notons que suite à cette mise à l'échelle, la fréquence centrale devient 4.5GHz.

(a) (b)

Figure 3.11 Antenne fabriquée

Le monopole ou IHA à l'échelle 1/4 a été machiné avec une fraiseuse numérique (CNC). Si tous les détails du monopole ont été machinés avec précision, if faut noter que le connecteur SMA qui alimente l'antenne par dessous n'a pas changé d'échelle, il garde ses dimensions standards. En conséquence, la courbe S_{11} souffrira d'une distorsion. En conséquence, le profil doit être ajusté à nouveau pour ramener la courbe le plus proche possible de l'originale. Les dimensions du nouveau profil sont indiqués dans le Tableau 3.1, colonne cinq.

Concernant la fabrication, l'antenne a été construite en trois pièce séparées. L'IHA est en laiton cuivre, la cavité a été machinée dans un bloc en aluminium et ensuite le plan de masse également en aluminium a été fixé au-dessus avec des vis.

La figure 3.12 présente des simulation avec Ansoft HFSS et FEKO ansi que des mesures du paramètre S_{11}. Les résultats des simulations correspondent assez bien à ceux des mesures. Des divergences mineures sont constatées pour la simulation avec HFSS, mais pour des valeurs de S_{11} inférieures à -20dB. Les simulation avec FEKO sont en très bon accord avec les mesures

pour toutes les fréquences.

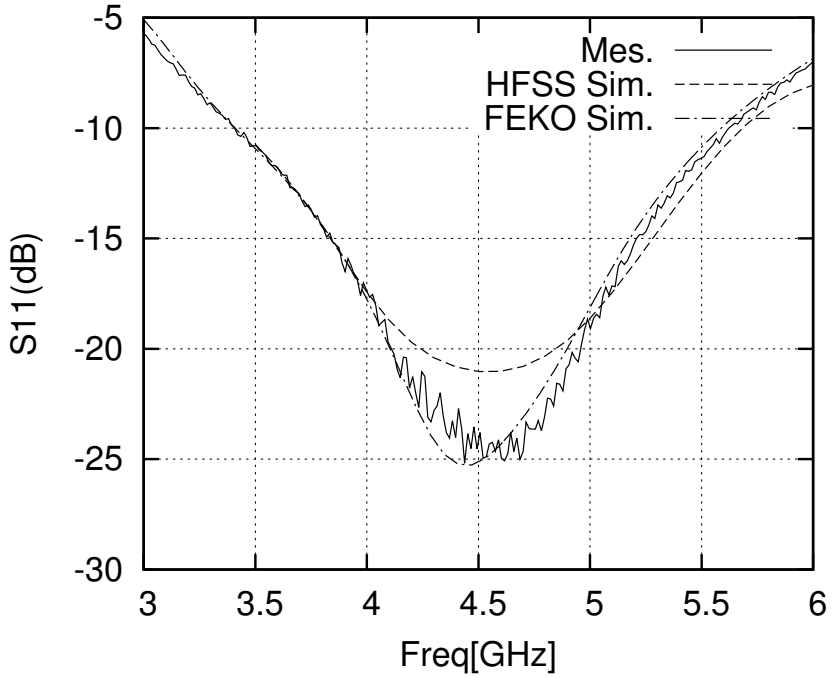


Figure 3.12 S_{11} Antenne fabriquée. Mesures et simulations avec HFSS et FEKO.

3.3 Diagramme de rayonnement

Dans cette section on montrera que le diagramme de rayonnement de l'antenne répond aux spécifications du système DME. Tous les tests furent realisés à 4.5GHz, ce qui correspond au centre de la bande d'intérêt. Tout d'abord, le diagramme de rayonnement (Gain) sur le plan xy (plan H) est montré à la figure 3.13. On observe une légère asymétrie, que l'on pense être causé par le plan de masse. En effet, ce dernier n'est pas parfaitement horizontal dans le montage expérimental. En outre, le gain maximal mesuré est de -3.5dB, ce qui est inférieur au gain théorique (ou simulé) de l'antenne d'un monopole $\lambda/4$ sur un plan de masse infini (5.16dB). Si on considère un monopole sans plan de masse le gain est de 1.88dB. Plus de détails à ce sujet seront donnés dans la sous-section suivante.

Concernant le diagramme de rayonnement dans le plan vertical (i.e. plan E), la figure 3.14 compare les mesures et les simulations effectuées avec FEKO à 4.5GHz. La polarisation croisée ainsi que la simulation en supposant un plan de masse infini sont aussi exposées. Dû au phénomène de diffraction aux bords du plan de masse des bords, la direction du lobe principal est altérée, comme on le verra dans la section suivante. En dehors de cela, un très bon accord est vérifié entres la simulation et la mesure. Afin de montrer le changement du

diagramme de rayonnement dans le reste de la bande, la figure 3.15 présente des diagrammes de rayonnement dans le plan E à 3.5 GHz et 5 GHz.

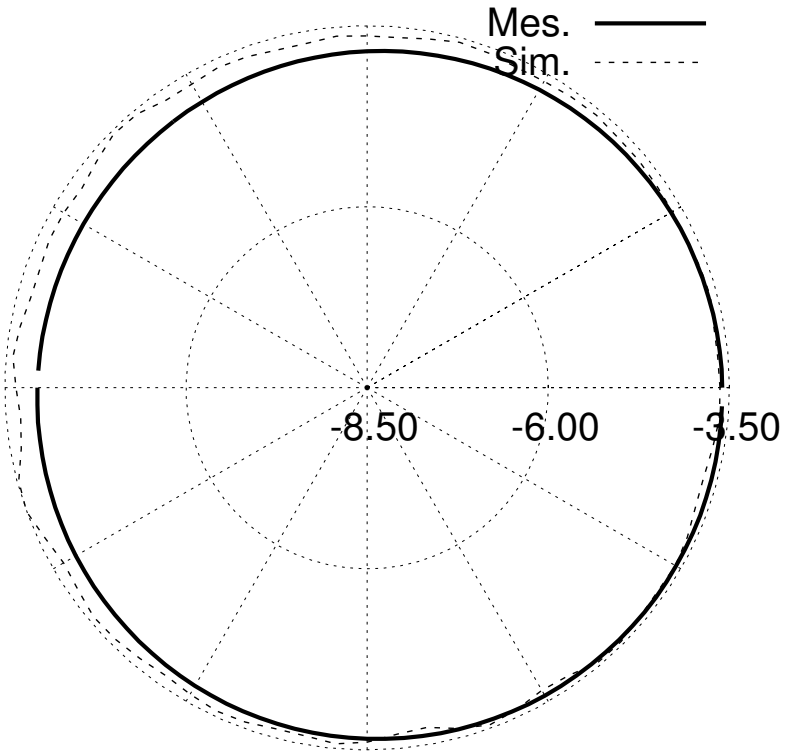


Figure 3.13 Gain de l'IHA avec un plan de masse fini (dBi) - plan-H ($\theta = 90°$)

Le plan de masse fini

On analyse dans cette section les implications de l'utilisation d'un plan de masse fini. Puisque nous comparons toujours l'IHA avec un monopole, on décrira ensuite le comportement d'un monopole idéal de $\lambda/4$ sur un plan de masse fini. Pour le cas idéal d'un plan de masse qui s'étend à l'infini et qui a une conductivité infini, le monopole peut être modélisé par la méthode des images comme un dipôle avec une impédance d'entrée divisée par deux et une directivité de pointe deux fois supérieure à celle d'un dipôle. Le plan infini empêche la radiation dans la demi-sphère inférieure, tandis que le diagramme de rayonnement est le même que celui du dipôle dans la demi-sphère supérieure. Cependant, si on considère un monopole sur un plan de masse fini, le bord extérieur du plan de masse diffracte la radiation dans toutes les directions, altérant ainsi les courants sur le plan de masse et sur le monopole. La diffraction dans les bords augmente quand les dimensions du plan de masse sont réduites car l'amplitude des courants sur les faces du plan et sur le bord extérieur augmentent. La

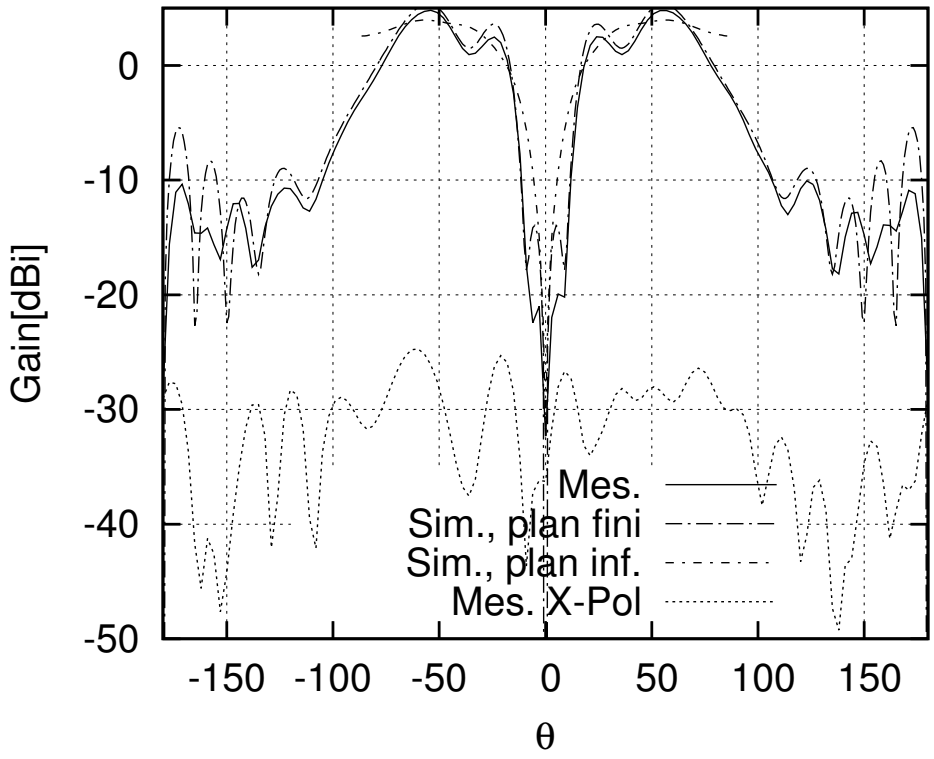


Figure 3.14 Gain de l'IHA avec des plans de masse fini et infini - plan-E.

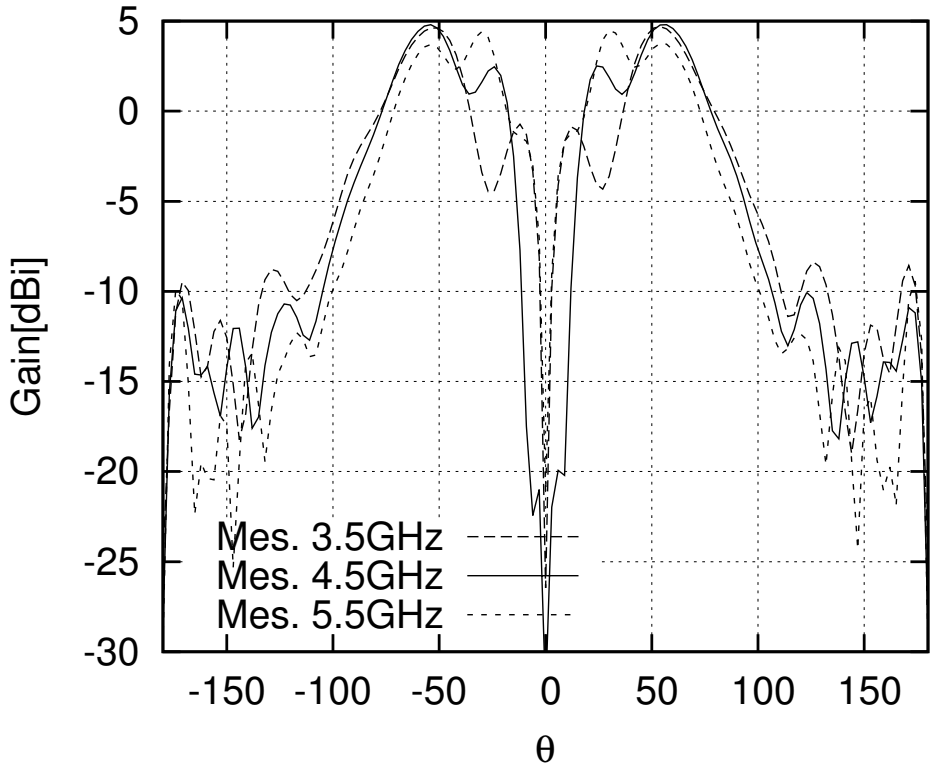


Figure 3.15 Gain de l'IHA avec des plans de masse fini et infini - plan E.

diffraction des bords peut altérer le paramètre S_{11} de plus de 3 dB et la directivité dans le plan de masse de plus de 6 dB par rapport au monopole sur un plan de masse fini.

La figure 3.16 montre les changements dans le diagramme des rayonnement en élévation quand le plan de masse circulaire augmente son rayon a à partir de $a = 0$ jusqu'à $a = \infty$ ((Weiner, 2003)). On peut voir que l'angle du lobe principal varie avec les changements de valeur des rayons. La radiation est maximale à l'horizon seulement pour les cas où le plan de masse a un rayon égal à zéro ou un rayon infini.

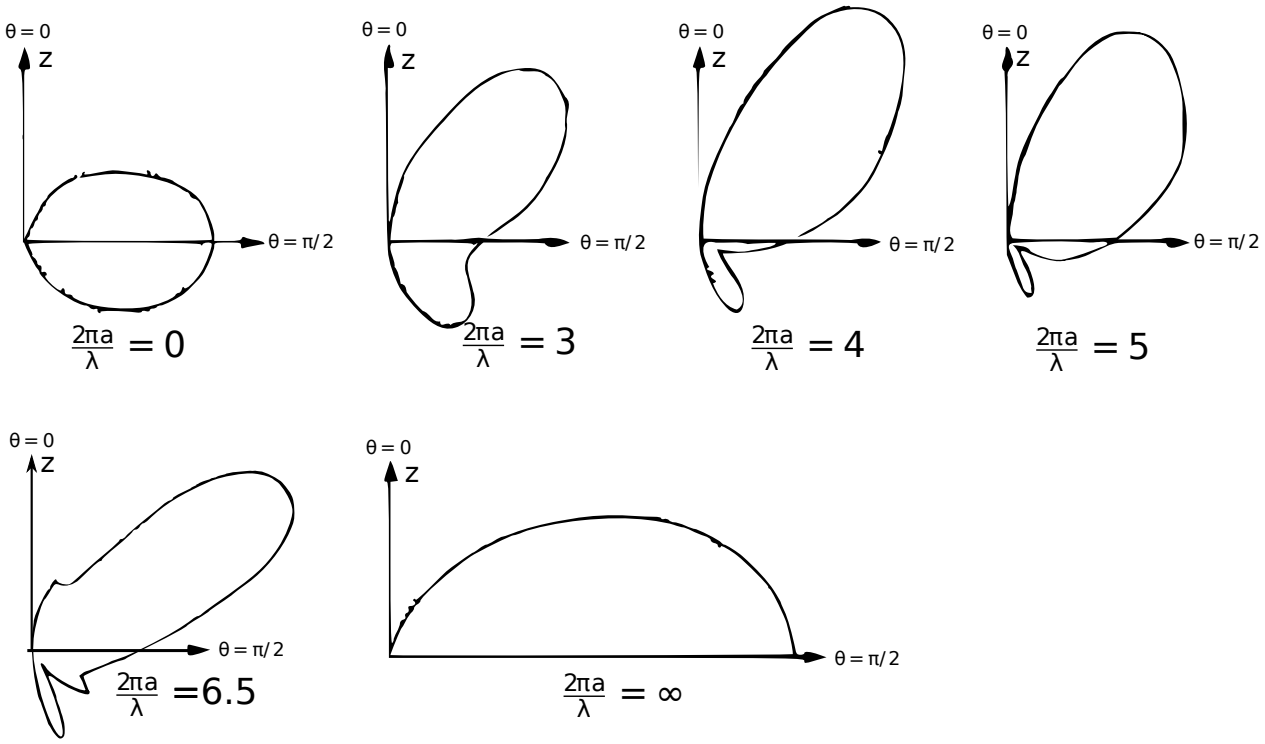
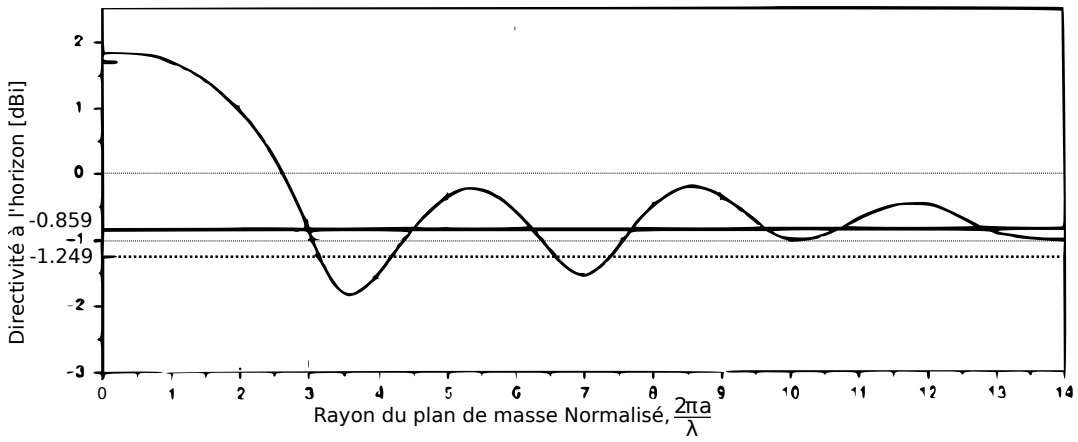


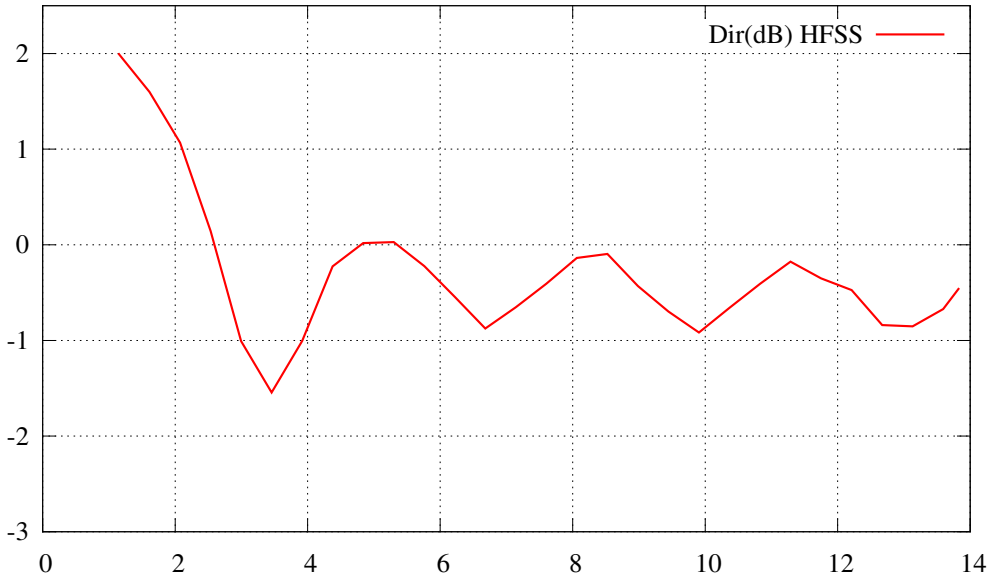
Figure 3.16 Diagrammes de rayonnement en élévation pour un monopole $\lambda/4$ sur un plan de masse circulaire de diamètre variable (Weiner, 2003)

Pour expliquer l'importance de l'orientation du lobe principal de l'antenne, on considère maintenant un aéronef qui vole à 10 km d'altitude et à une distance de 360 km de la station DME. Il s'agit de la condition la plus défavorable, puisque 360 km est la distance maximale de couverture du système DME. En supposant que la Terre est plate, le rayon direct entre l'aéronef et la station DME au sol fait un angle avec l'horizontale de 2 degrés approximativement. C'est dans ce contexte que la directivité de l'antenne vers l'horizon est très importante. La figure 3.17a présente les variations de directivité à l'horizon par rapport au rayon du plan de masse dans le cas d'un monopole filaire de $\lambda/4$. La directivité présente des oscillations pour des valeurs de rayon inférieures à 2λ mais elle finit par se stabiliser vers la valeur de -0.8dB

pour des valeurs supérieures à celles mentionnées. Ces oscillations sont dues aux interférences entre le rayon direct venant de l'antenne et les rayons diffractés sur les deux bords du plan de masse. Dans le cas du prototype d'antenne IHA à échelle 1/4, on a un plan de masse de 14 cm de rayon, soit $\frac{2.\pi.a}{\lambda} = 13.2$. Ce graphique est vérifié ensuite avec des simulations en HFSS (figure 3.17b). En général, les résultats montrent un très bon accord avec ceux publiés dans la bibliographie et obtenus par la méthode "scalar theory on diffraction". (figure 3.17a). Par contre, les comportement des courbes entre $ka = 13$ et $ka = 14$ différent légèrement.



(a) Courbe tirée de (Weiner, 2003)



(b) Simulation avec HFSS

Figure 3.17 Directivité à l'horizon pour un monopole $\lambda/4$ au centre d'un plan de masse de rayon $0 \leq ka \leq 14$.

CHAPITRE 4

L'antenne et l'aéronef

Dans ce chapitre nous discuterons des facteurs relatifs à l'installation de l'antenne sur l'avion. On commence avec des simulation (FEKO) de l'antenne lorsque celle-ci est placée sur différents modèles d'avion. On analysera ici les diagrammes de rayonnement de l'antenne. Dans un second temps, on fera une analyse détaillée de la norme aéronautique DO-189 qui décrit les critères de performance et les procédures de test pour une antenne DME. Enfin, on traitera des détails relatifs au radôme. Ce sujet est divisé en deux parties, les matériaux pour remplir la cavité et les matériaux pour recouvrir toute la structure. Pour conclure, on étudiera le placement de l'antenne dans l'un des panneaus d'accès. On explorera ici les interférences électromagnétiques dans le champ proche.

4.1 La spécifications DO-189

La spécification de la norme RTCA (Radio Technical Commission for Aeronautics) DO-189 (RTCA DO-189, 1985) , nommée *Minimum Operational Performace Standards for Airborne Disitance Measuring Equipment (DME) Operating within the Radio Frequency Range of 960-1215 MHz*, décrit les caractéristiques du diagramme de rayonnement, les pertes de retour ainsi que la méthode de mesure des paramètres mentionnés pour les antennes DME. Dans les paragraphes suivantes on présentera cette information.

Dans la section 2.2.17 la spécification donne des précisions par rapport à l'antenne. Elle souligne dans la sous-section 2.2.17.1 que l'antenne doit avoir une polarisation principalement verticale.

La sous-section 2.2.17.2 de la spécification, donne des précisions relatives au diagramme de rayonnement. La valeur moyenne du champ dans un plan horizontal dans la gamme de fréquence de 960 à 1215 MHz doit être égale a celle du diagramme de rayonnement d'un monopole quart d'onde vertical adapté. La différence entre les champs maximum et minimum dans un plan horizontal ne devrait pas dépasser 6 dB quand l'antenne est placée au centre d'un plan de masse de 1.2 m ou plus de diamètre.

La spécification indique que le gain d'un monopole quart d'onde vertical adapté et placé sur un plan de masse de grande conductivité est égal à 5 dB par rapport à l'antenne isotropique. Cette hypothèse est fausse comme nous l'avons démontré dans le chapitre 2. La valeur du gain qu'un monopole quart d'onde atteint en champ lointain à l'horizon est de

-1dB. La valeur de 5dB est atteinte seulement dans le cas où le monopole est placé au-dessus d'un plan de masse infini.

Dans la sous-section 2.2.17.3, elle précise que le rapport d'onde stationnaire produit dans la ligne de transmission ne devrait pas dépasser 2 : 1 sur la bande de fréquence DME quand l'antenne est montée au centre d'un plan de masse circulaire planaire de plus de 1.2 m de diamètre.

La section 2.5 de la spécification est relative aux procédures d'essai. En particulier, la sous-section 2.5.3.17 indique la procédure qui concerne l'antenne. Premièrement un monopole standard doit être monté dans une position verticale sur un plan de masse de 1.2 m (ou plus). Il doit être adapté avec un taux d'onde stationnaires (TOS) de 1.2 :1 ou moins à 1080 MHz. L'antenne réceptrice, éloignée horizontalement à au moins 15 pieds du monopole standard, doit être en suite déplacée en élévation jusqu'à ce que la l'intensité du signal reçu soit maximale. Le signal d'essai doit être appliqué au monopole pour permettre une lecture satisfaisante du champ mesuré. Le niveau du signal appliqué, le niveau de signal à l'antenne réceptrice ainsi que la séparation des antennes doivent être pris en note.

Deuxièmement, l'antenne sous test doit être montée à la même place que le monopole standard, alors que la position de l'antenne de réception demeure la même. Ensuite, on mesure le niveau du signal qu'il est nécessaire d'appliquer à l'antenne sous test pour avoir la même intensité du champ au niveau de l'antenne réceptrice située où la distance et l'élévation ont été prises comme références. On pivote ensuite le plan de masse avec l'antenne émettrice autour de l'axe vertical passant par le centre du plan de maase pour déterminer le point de rayonnement maximal et minimal. La procédure est illustrée dans la figure 4.1.

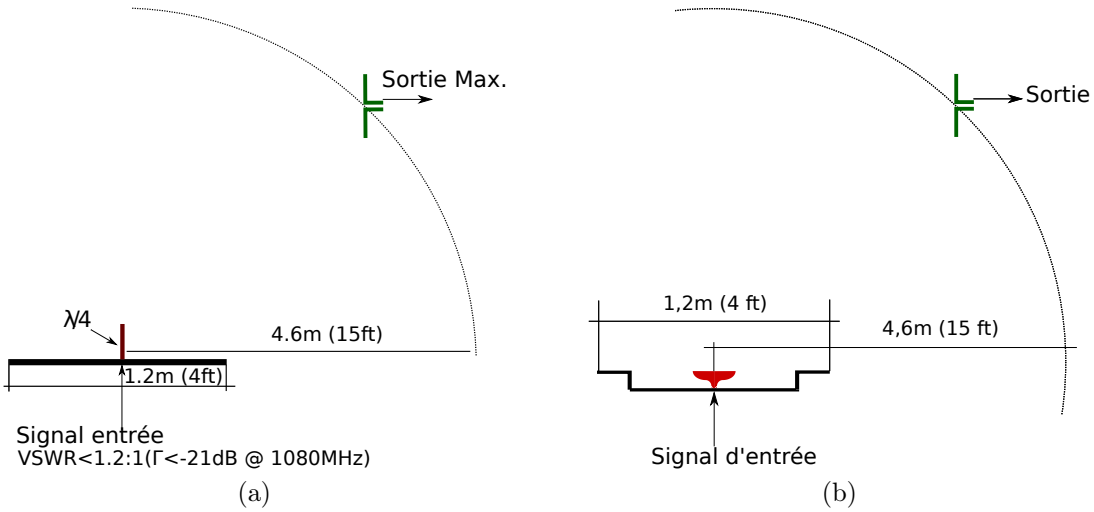


Figure 4.1 Procédure de mesure selon la spécification DO-189

Finalement on appliquera la procédure décrite ci-dessus dans notre laboratoire. Tel qu'on l'a mentionné auparavant l'antenne proposée est fabriquée à une échelle 25%. C'est pour cela que la fréquence utilisée pour suivre la procédure de mesure selon la spécification DO-189 sera de 4.32 GHz. De même, le plan de masse est réduit d'un facteur 4, ce qui lui donne une dimension de 30 cm. Les antennes qui seront comparées sont montrées dans la figure 4.2.

(a) (b)

Figure 4.2 Monopole et IHA sur un plan de masse de 30 cm.

Concernant le coefficient S_{11}, les mesures comparatives entre le monopole et l'IHA sont montrées à la figure 4.3. Pour ce qui est du monopole, la valeur proche de -15 dB est la meilleure adaptation possible si on considère qu'il n'y a pas de réseau d'adaptation. Bien que la spécification DO-189 demande moins de -21dB, on considère que la différence de puissance d'entrée ne devrait pas être déterminante pour juger du niveau de performance de notre antenne. La différence de puissance tansmise si on tient compte uniquement des pertes par réflexion serait seulement de 2.5% inférieure à celle demandée par la norme.

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E sont montrés dans la figure 4.4a. Quoique le gain maximal soit practiquement le même pour des deux antennes, on observe un léger décalage de 5° vers l'horizon du maximum du monopole par rapport à celui de l'IHA. À cela s'ajoute que la radiation dans la direction extrême d'utilisation du système DME (i.e. à 2 degrés de l'horizon), soit pour un angle $\theta = 88°$, 2 dB inférieure à celle du monopole (voir figure 4.4b). En tenant compte des deux faits mentionnés ci-dessus on est en mesure d'affirmer que *l'antenne proposée n'est pas conforme à spécification DO-189.*

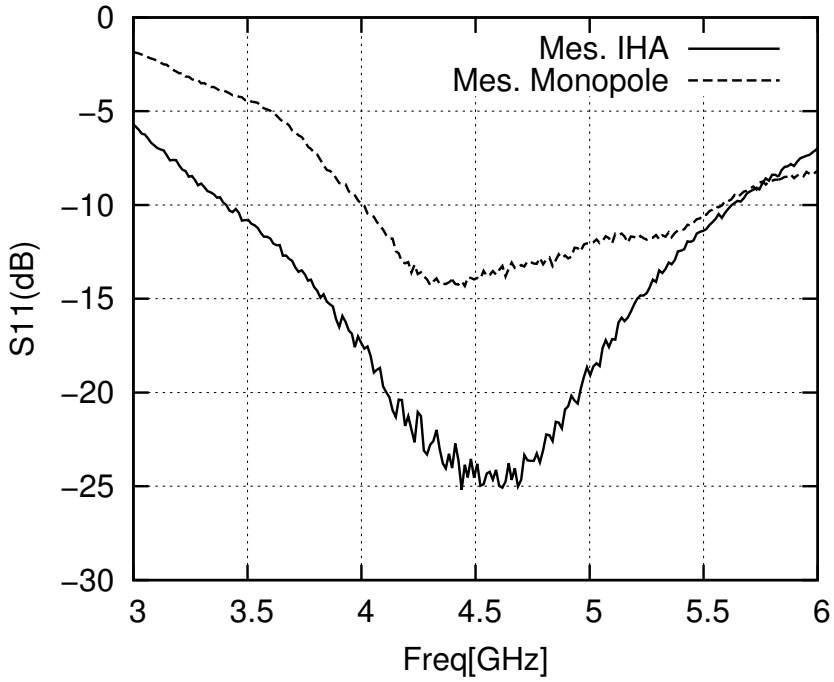


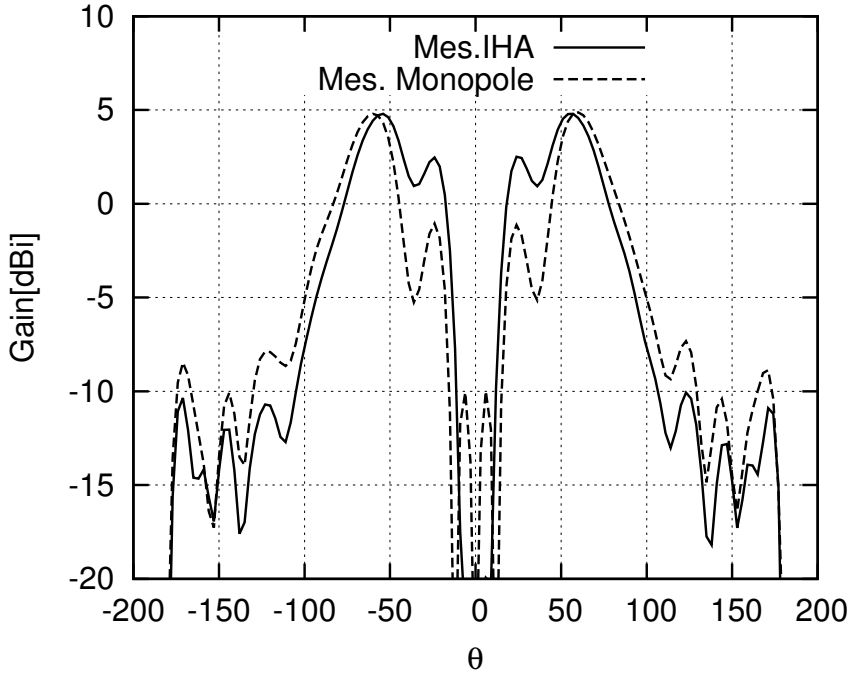
Figure 4.3 S_{11} du monopole et de l'antenne proposée.

4.2 L'antenne placée sur une aéronef à échelle

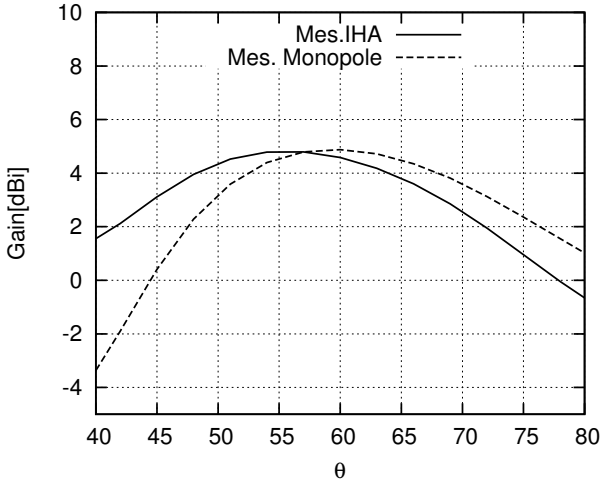
Plusieurs simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel FEKO pour évaluer la performance de l'antenne installée sur l'avion. Afin d'augmenter la vitesse des simulations, le fuselage de l'avion a été remplacé par un cylindre. Des simulations de l'antenne installées sur l'avion sans queue et sans ailes ont démontré que le diagramme de rayonnement ainsi que les pertes restaient identique par rapport au cas où la totalité du modèle est considéré. Ensuite, l'avion est remplacé par un cylindre de même longueur et de même diamètre. Le diagramme de rayonnement et les pertes de retour restent encore une fois identiques. Pour les trois prochaines simulations on a remplacé les fuselages par des cylindres de 17 m de long (voir figure 4.5) et un rayon équivalent au rayon du fuselage extérieur pour les trois types d'aéronefs considérés :

- CSeries : 3,40 m.
- Challenger 300 : 2,50 m.
- Learjet 40 : 1,70 m.

Les résultats des simulations sont montrés sur la figure 4.6. En haut de la figure, on montre les diagrammes de gain dans le plan E et $\phi = 0°$ (i.e. plan XZ avec $x \geq 0$). Au bas de la figure, on présente le gain dans le plan E et pour $\phi = 90°$ (i.e. plan YZ, $Y \geq 0$). On vérifie dans les deux cas que le diamètre du fuselage n'a pas une grande influence sur



(a)



(b)

Figure 4.4 Gain en co-polarisation de un monopole et de l'antenne proposée sur un le plan de masse de 30 cm.

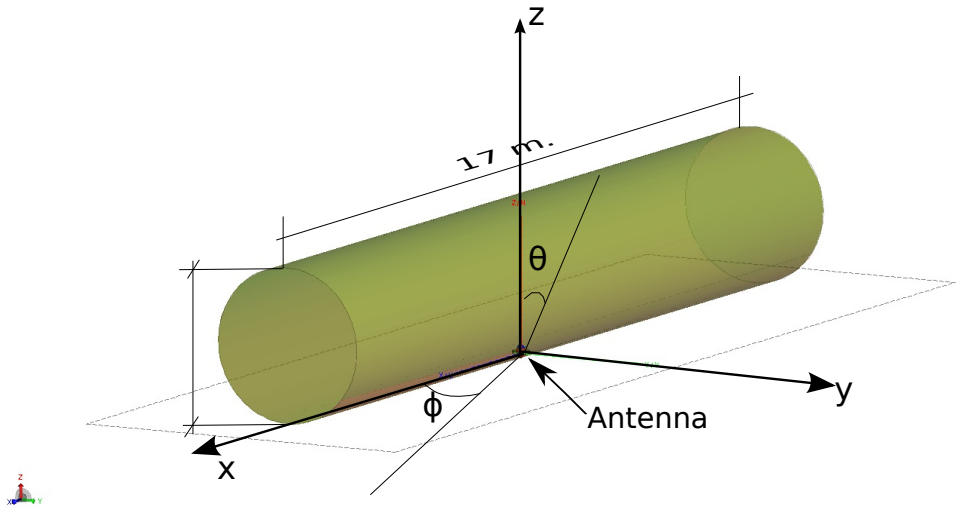


Figure 4.5 FEKO - Le fuselage de l'avion représenté par un cylindre. L'antenne est placée au milieu.

le diagramme de rayonnement. Notons que sur ces figures les valeurs de θ inférieures à 90 degrés correspondent à des directions au-dessus de l'horizon, alors que la direction $\theta = 180$ degrés pointe vers le sol.

Pour conclure cette section, on montre dans les figures suivantes les diagrammes de gain à partir du modèle cad de l'aéronef Bombardier Challenger (voir figure 4.7). L'antenne est placée sous l'avion à la hauteur du poste de pilotage. On montre sur les figures 4.8 et 4.9 les diagrammes de gain pour les plans $\phi = 0°$ et $\phi = 180°$ respectivement, soit vers l'arrière et l'avant de l'avion. Une perte de 2 dB approximativement par rapport au monopole est observé vers l'horizon ($\theta = 90°$). Par contre, une meilleur couverture est observé pour des angles $120° < \theta < 180°$. Notons toutefois que près de l'horizon, i.e. pour les angles theta proches de 90°, les figures 4.8 et 4.9 indiquent que le gain varie très rapidement, soit d'environ 0.8 dB/degré et 0.45 dB/degré respectivement, et ce pour les deux types d'antenne. En vol, le tangage de l'avion peut facilement varier de quelques degrés. Pour une antenne monopole, il est donc très plausible que le gain dans la direction de la station DME soit inférieur de plus de 2dB à son gain dans la direction $\theta = 90°$. En conséquence, la différence de 2dB mentionnée ci-dessous, qui est probablement comparable aux fluctuations de gain subies par l'antenne monopole dans des conditions de vol réel, pourrait ne pas être critique, même si l'antenne ne respecte pas la norme *DO-189*. Dans la dernière figure de cette section (figure 4.10), le diagramme de rayonnement pour $\phi = 90$ est presenté. On observe ici le même phénomène, quelque dB de pertes vers l'horizon et des nivaux de gain plus élevés pour des angles $110° < \theta < 180°$

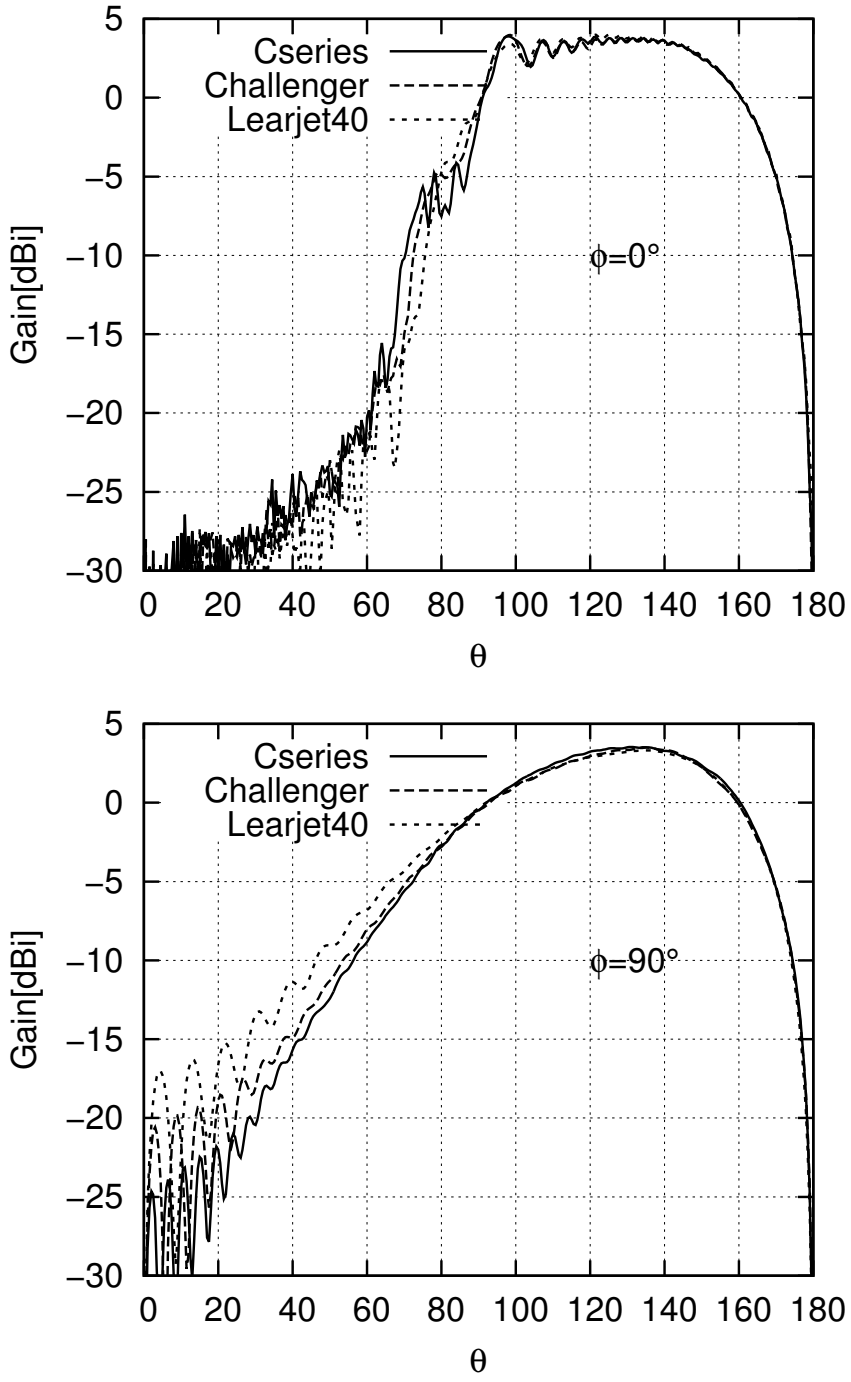


Figure 4.6 Comparaison des gains - L'avion répresenté par un cylindre

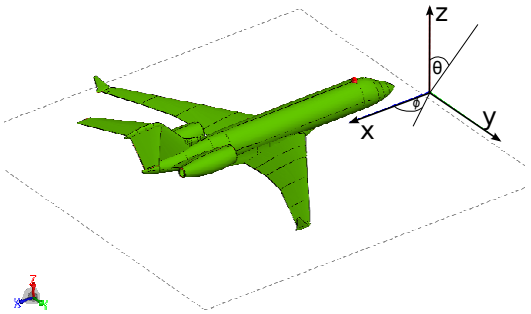


Figure 4.7 Bombardier Challenger - Modèle et axes de référence

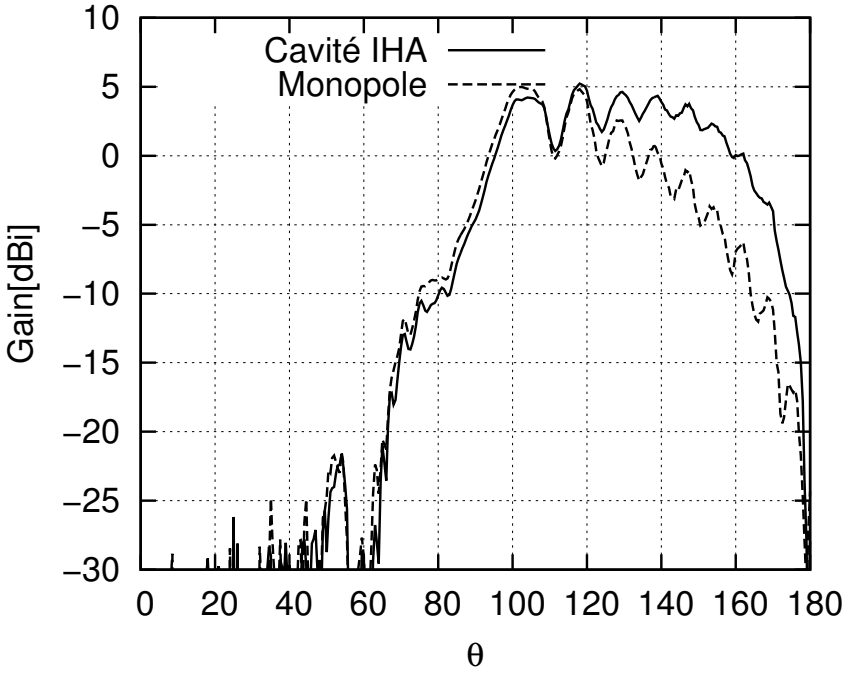


Figure 4.8 Bombardier Challenger - Gain dans le plan E pour $\phi = 0°$

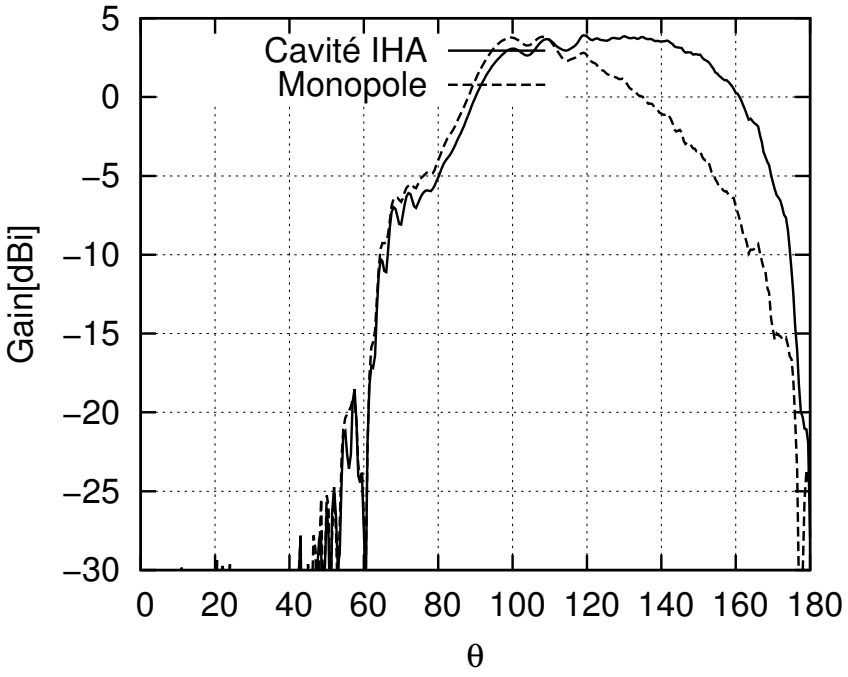


Figure 4.9 Bombardier Challenger - Gain dans le plan E pour $\phi = 180°$

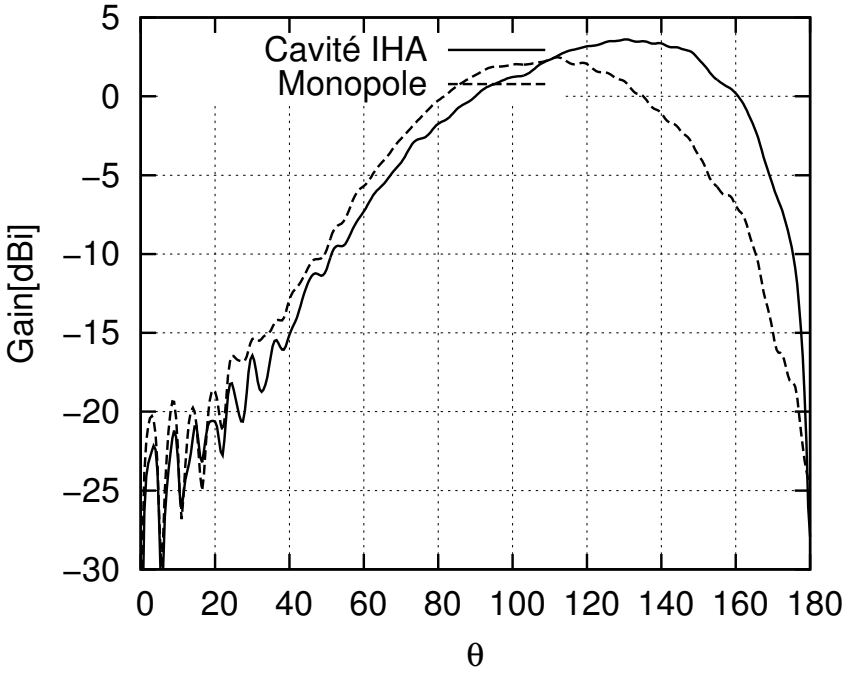


Figure 4.10 Bombardier Challenger - Gain dans le plan E $\phi = 90°$

4.3 Radôme

Tel qu'expliqué dans l'introduction, on considère un radôme composé de deux matériaux. Un matériau est employé pour remplir la cavité dont la fonction est de supporter mécaniquement la pression de l'air, et une fine couche d'un deuxième matériau par dessus pour isoler l'antenne des condition environnementales qui peuvent générer de la corrosion.

4.3.1 Nid d'abeilles

Les structures non-métalliques de type nid d'abeilles sont manufacturées à partir du papier d'aramide à haute température et elles sont couvertes d'une résine phénolique. La combinaison d'aramide et de résine phénolique donne au matériau de la robustesse et de la résistance à la corrosion. De plus, le matériau est transparent aux ondes électromagnétiques. Les spécifications de la compagnie HexWeb par rapport au propriétés diélectriques du matériau son données à une fréquence de 9375 MHz. Pour toute la gamme des *honeycombs* non-metalliques la permittivité relative varie entre 1.08 et 1.13 selon la densité. La valeur maximale de la tangente de pertes est 0.005. Puisqu'on ne dispose pas de la tangente de pertes à la fréquence de 4.5GHz, les simulations sont réalisées en utilisant la tangente de pertes à 9375 MHz. Ainsi, on se place dans le cas le plus défavorable car les pertes à une fréquence inférieure seront généralement plus faibles.

La cellule du honeycomb est habituellement hexagonale afin d'optimiser les propriétés mécaniques. Le matériau utilisé dans notre cas (figure 4.11) a une taille de cellule de 3/16 pouces.

À la figure 4.12 on montre la comparaison des coefficients S_{11} mesurés avec et sans *honeycomb*. On remarque une différence sur le gain maximum qu'on croit produite par la différence de calibration de l'instrument car les mesures ont été réalisées à différents moments. Par contre pour les angles θ proche de 90 degrés, la différence est minime. En outre, la largeur de bande est plus faible sur la partie supérieure de la bande de fréquence.

Concernant le diagramme de rayonnement, le gain pour les cas sans et avec honeycomb est illustré à la figure 4.13. Dans ce cas-ci il y a un accord presque parfait entre les deux. Il est important de souligner que les mesures on été faites avec un plan de masse rectangulaire de 30 cm x 30 cm à la différence de celui de la sous-section suivante où le plan de masse est circulaire. Le diagramme de rayonnement est légèrement différent.

4.3.2 Rohacell

Le rohacell est une mousse rigide à base de polyméthacrylimide qui peut être machinée facilement. Le type spécifique utilisé dans notre application est Rohacell 51 HF de la com-

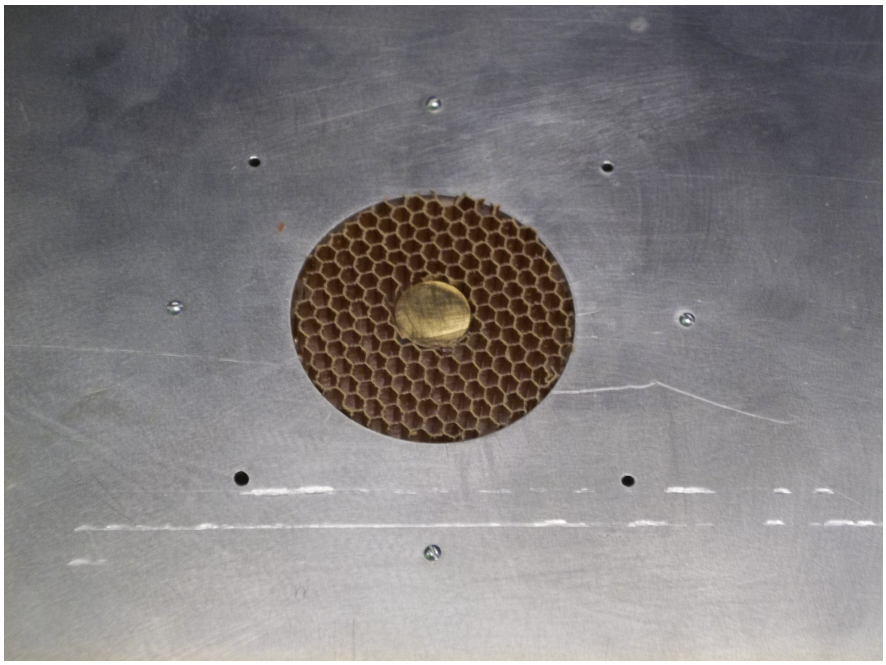


Figure 4.11 Cavité remplie de honeycomb

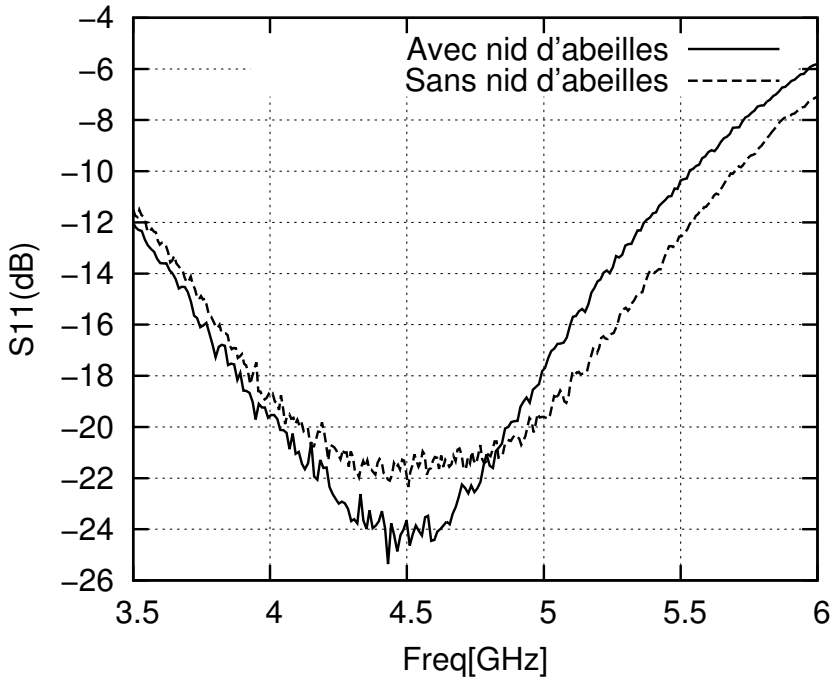


Figure 4.12 S_{11} sans et avec honeycomb

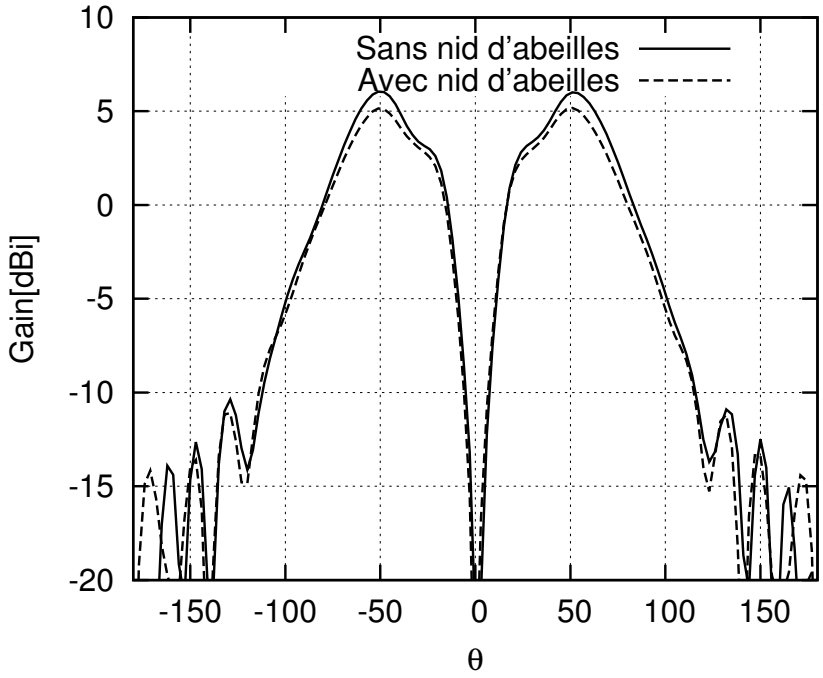


Figure 4.13 Gain dans le plan E - $\phi = 0°$

pagnie Evonik industries. Une photographie de la antenne avec le rohacell est présenté sur la figure 4.14. Toute la série HF a été conçu pour des applications en antennes et radômes. Les caractéristiques électriques sont remarquables. À 5 GHz, la permittivité est égale à 1.065 est la tangente de pertes 0.008. En ce qui concerne les pertes de retour le graphique est très semblable à celui du honeycomb (il n'est pas montré). Le diagramme de rayonnement pour cette structure est donné dans la figure 4.15. On observe dans ce cas un parfait accord entre les mesures avec et sans rohacell. Le materiau n'a aucune influence sur le diagramme de rayonnement. Notons que dans ce cas, un plan de masse circulaire a été utilisé, d'où la différence avec le cas sans nid d'abeilles de la figure 4.13

4.3.3 Radôme en composite E-Glass Epoxy

Dans la section précédente on a utilisé deux matériaux, *Honeycomb* et *Rohacell*, avec des caractéristiques électriques et mécaniques satisfaisantes pour remplir la cavité. Ces matériaux ne peuvent pas être exposés à l'environnement. Afin de protéger la cavité on doit employer une fine couche de "E-glass epoxy composite". Ce denier est un type de fibre de verre très résistant mécaniquement et qui présente une résistivité électrique importante. Il est très utilisé dans l'industrie aéronautique.

Dans la figure 4.16 deux structure différentes sont présentées. Dans le premier cas (fig.

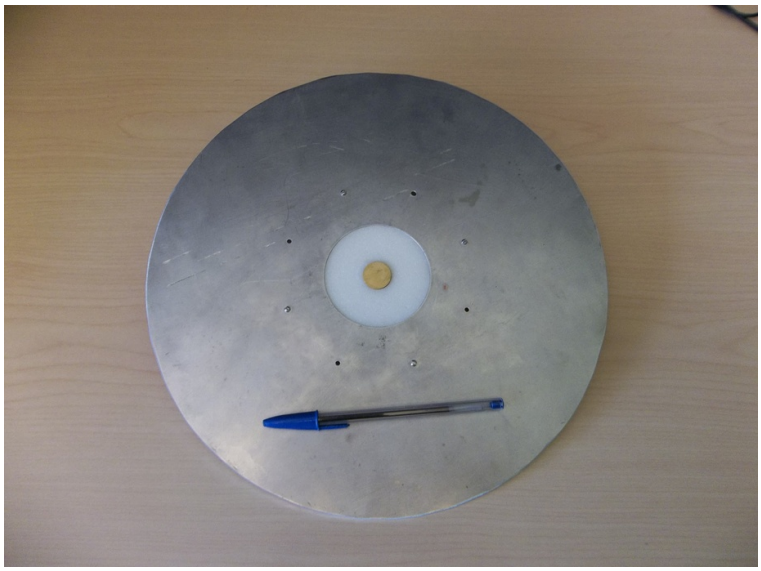


Figure 4.14 Cavité remplie de Rohacell

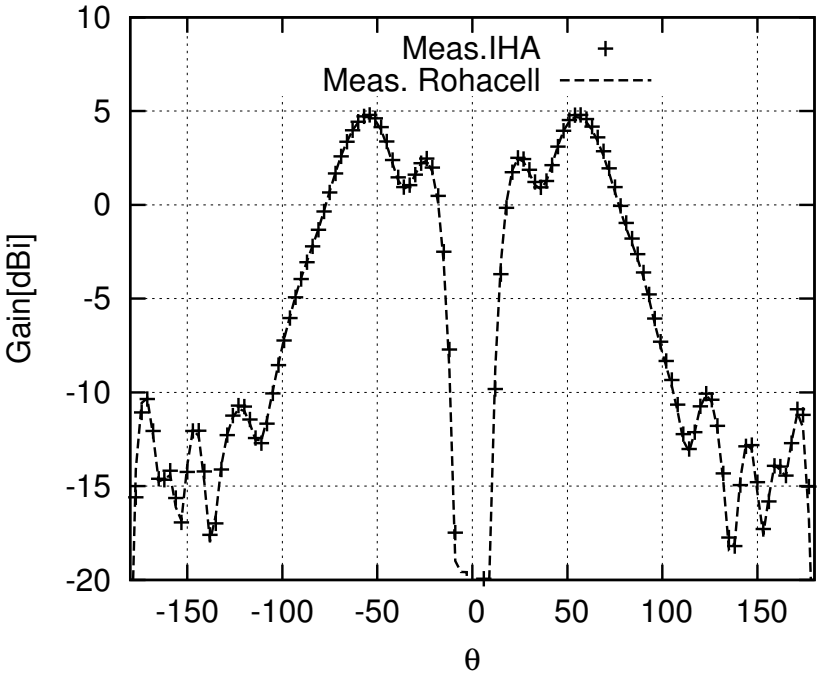
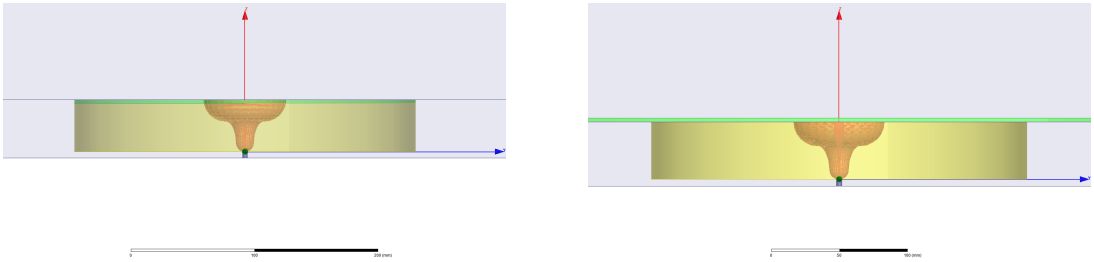


Figure 4.15 Gain dans le plan E - $\phi = 0°$

4.16a) le monopole ou IHA est incrusté dans la couche de fibre. Le matériau qui remplit la cavité n'est plus homogène. Dans le deuxième cas (fig. 4.16b) on ajoute une couche de fibre par dessus la cavité et le plan de masse.



(a) (b)

Figure 4.16 Deux configurations des radômes proposées.

Des simulation ont été effectuées pour déterminer les effets du radôme sur le paramètre S_{11} et le diagramme de rayonnement. La couche de fibre a une permittivité $\epsilon_r = 6.1$ et une tangente de pertes $tan\ \delta = 0,0038$. Tout d'abord des simulations pour trois valeurs d'épaisseur de couche (voir figure 4.17) sont montrées. Ensuite une couche de 1 mm au-dessus de la structure est ajoutée (comme on le montre dans la fig. 4.16b). Si on compare les deux courbes qui correspondent aux couche de 1 mm pour les deux configurations, on constate que la performance est dégradée pour le deuxième cas. Donc, dorénavant on travaillera seulement avec le cas de la figure 4.16a.

À l'aide des ellipses, il est possible d'optimiser la courbe S_{11} pour l'aplanir dans la bande de fréquence d'intérêt. Une séquence d'analyses paramétriques a été réalisé avec les axes des ellipses comme variables tel qu'expliqué au chapitre 2. La variable qui a le plus d'influence dans ce cas-ci est a_{mz}. Un graphique pour differentes valeurs a_{mz} est presenté dans la figure 4.18. Pour une valeur $a_{mz} = 16mm$ il est possible d'atteindre la largeur de bande desirée. Par contre, la courbe a subit une degradation de 3 dB, ce qui est acceptable si on considère que la norme *DO-189* spécifie la valeur minimum du S_{11} à -10dB.

Concernant le diagramme de rayonnement, des simulations ont été réalisées pour le cas où la couche de radôme occupe la partie supérieure de la cavité (Fig. 4.19). On compare le gain pour des épaisseurs de 0.5, 1 et 1.5mm avec le gain sans radôme. On constate que le diagramme de rayonnment n'est aucunement affecté par la présence du radôme. Pour conclure, les effets du radôme sur la performance de l'antenne doivent être évalués en considérant seulement des pertes de retour.

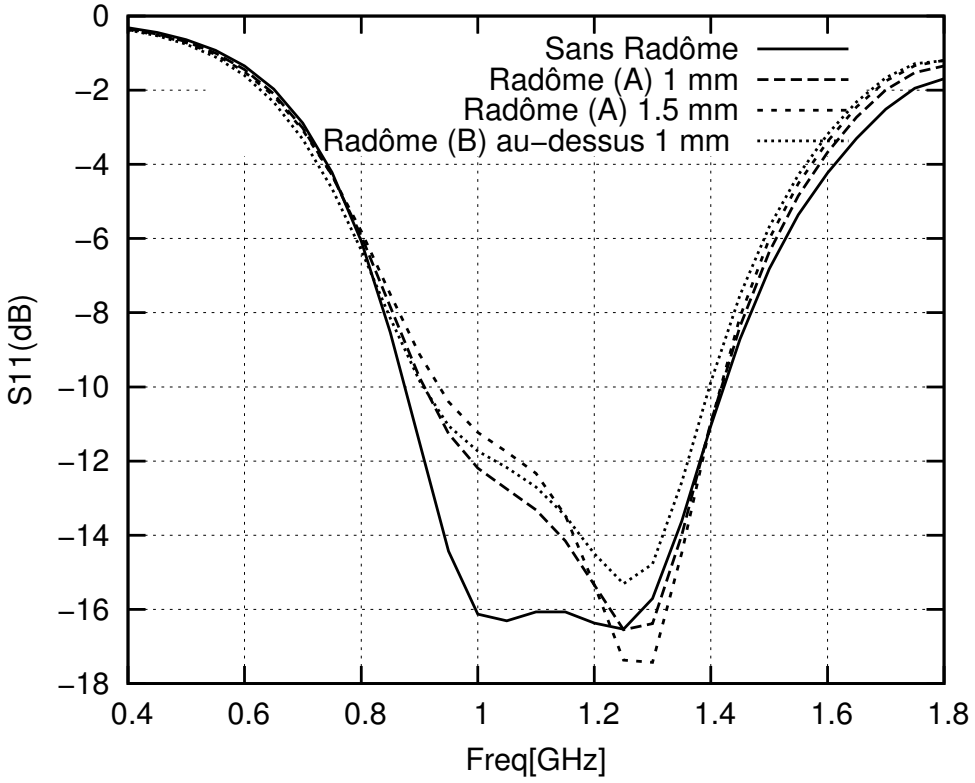


Figure 4.17 S_{11} pour différentes épaisseurs de radôme

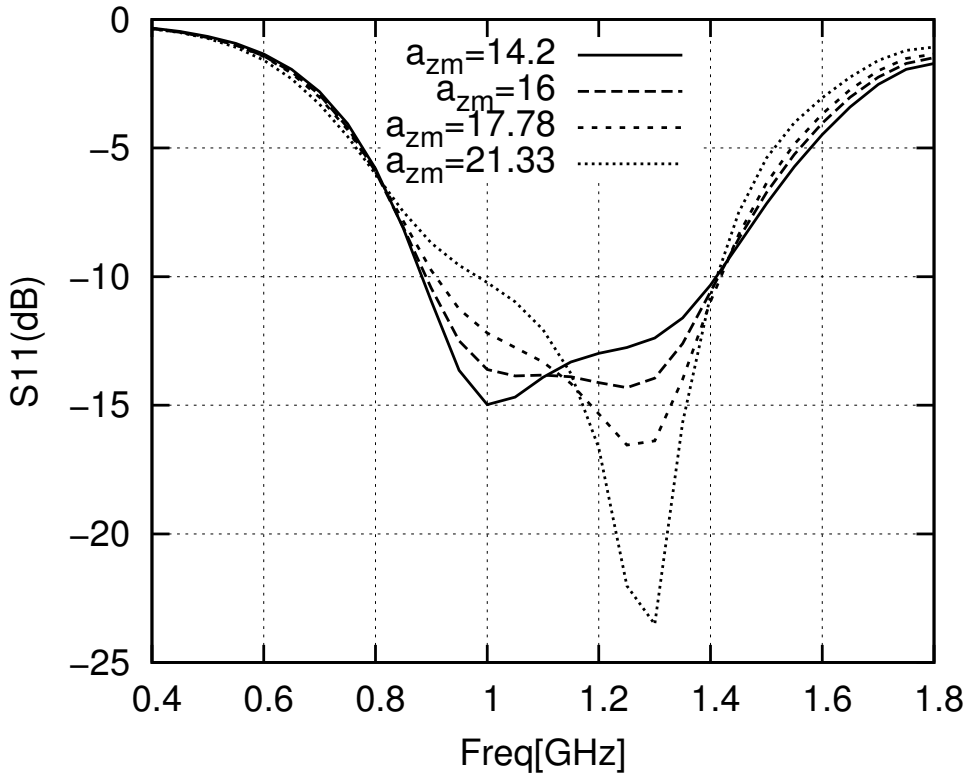


Figure 4.18 S_{11} pour des variation de $a_{mz} = 14.2mm$, $16mm$, $17.7mm$, $21.3mm$ pour la configuration de la figure 4.16a

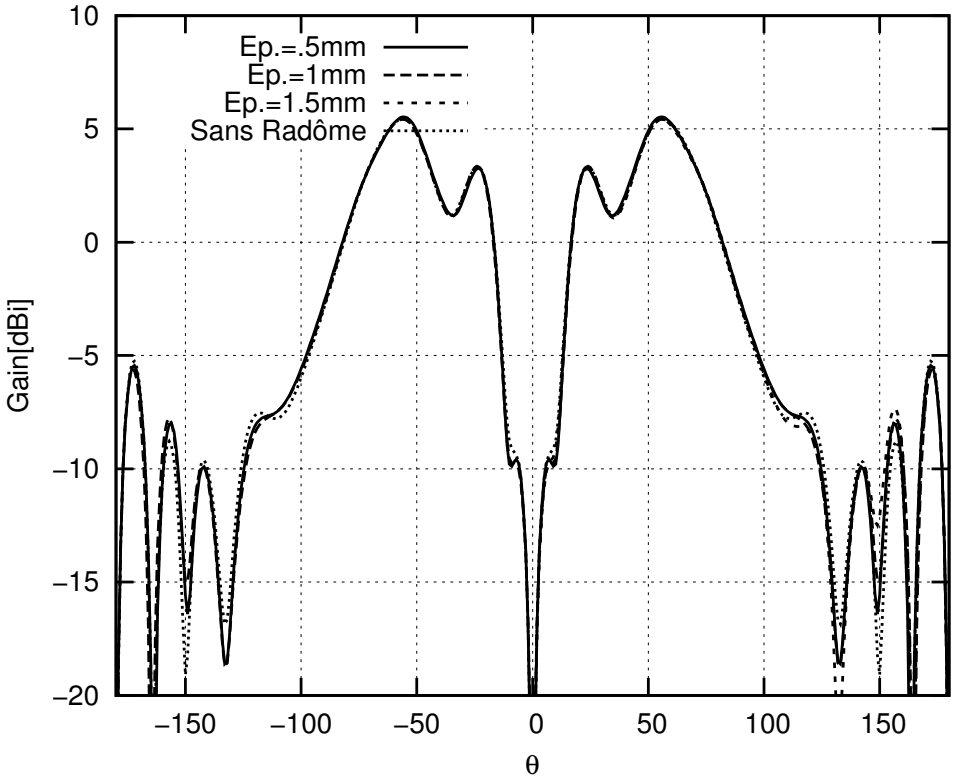


Figure 4.19 Gain pour des variation d'épaisseur de 0.5, 1 et 1.5mm

4.4 Le panneau d'accès

Dans cette sous-section on suggère un emplacement pour l'antenne proposée sur le fuselage sans altérer la structure ni le fuselage de l'avion. Tous les avions comptent des nombreux panneaux d'accès, ces derniers sont des ouvertures rectangulaires reparties à plusieurs endroits sur l'aéronef qui permettent au personnel de faire l'entretien et de réaliser des réparations. (voir figure 4.20). Étant donné que l'antenne proposée est à profil bas et de dimensions assez petites pour rentrer dans un panneau standard (figure 4.21), très peu de modifications seraient à faire sur la structure de l'avion pour une telle installation. Par contre, un détail important est a prendre en consideration, c'est la continuité électrique entre le panneau et le reste du fuselage. Cette dernière est un élément fondamental dans le comportement global de notre antenne.

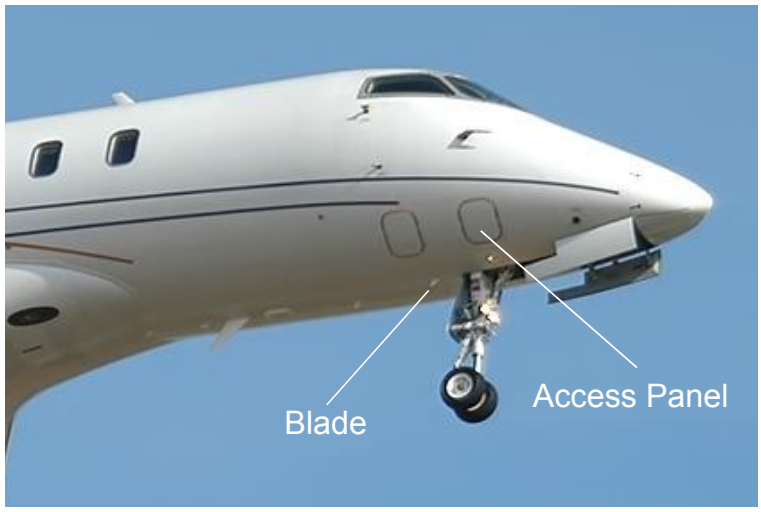
k 

Figure 4.20 Panneau d'accès

Dans le but de s'assurer d'avoir un bon plan de masse, il faut assurer la continuité électrique entre le fuselage et la porte du panneau d'accès. À cette fin on utilisera un joint de protection IEM (*EMI shielding gasket*). Plus précisément, le joint est formé de plusieurs lamelles de cuivre comme on peut le voir sur la figure 4.22. La simulation du panneau d'accès avec le joint est réalisée avec FEKO sur un modèle d'avion simplifié. En effet, on peux voir sur la figure 4.23 que les ailes et la queue de l'avion n'ont pas été pris en considération lors de la simulation. Des parrois PEC ont été placés pour boucher les ouvertures créées par les éléments tronqués.

Les dimensions de la porte du panneau sont 35 x 45cm. L'espace entre la porte et le fuselage est représenté par une fente de 1 cm de largeur découpée dans le fuselage. Les lamelles de cuivre avec des dents de 10 x 9 mm ont été ajoutées afin de modelisés des joints

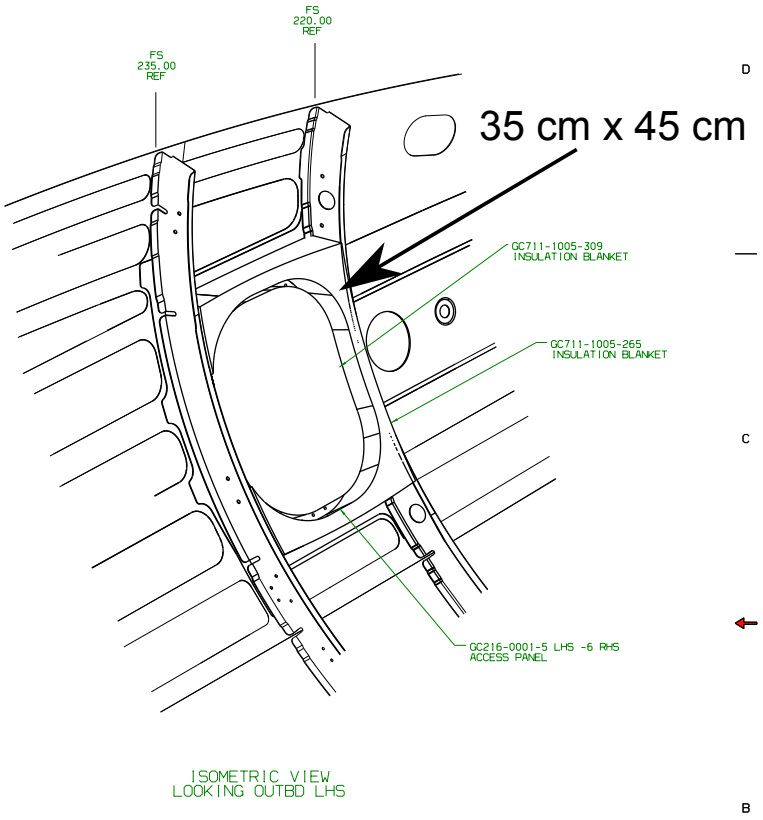


Figure 4.21 Panneau d'accès - Dimensions.

de cuivre. Autrement dit, cela revient à decouper des fentes de 1 x 10 mm et chacune d'entres-elles espacées de 9 mm le long du perimètre du panneau d'accès. Le modèle de simulation est presenté sur la figure 4.24.

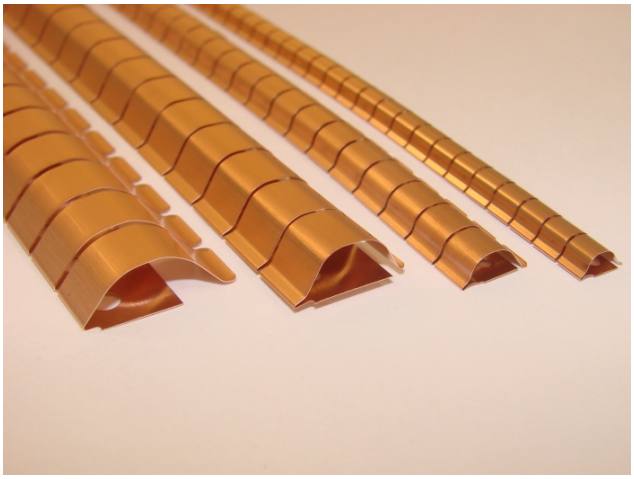


Figure 4.22 Joint de protection EMI en cuivre.

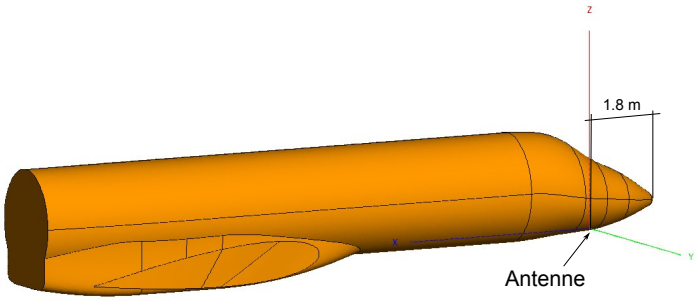


Figure 4.23 Modèle d'aéronef simplifié et placement de l'antenne

Un deuxième point très important à prendre en considération est celui relié aux émissions électromagnétiques à l'intérieur de l'aéronef. Ces dernières sont générées dans la fente qui existe entre la porte du panneau et le fuselage. Une étude en champ proche a été effectué pour comparer l'amplitude des champs électriques à l'intérieur du poste de pilotage. Premièrement l'IHA est installée dans le panneau d'accès a une distance de 1.8 m à partir du nez de l'aéronef. Les amplitudes des champs proches sont relevées pour un plan situé à 70 cm au-dessus de l'antenne à l'interieur de la structure de l'avion (voir figure 4.25a). Deuxièment, l'IHA et la cavité sont remplacées par le monopole quart d'onde de réference puis la même simulation est effectuée de nouveau (voir figure 4.25b). Comme on peut le constater, les niveaux des

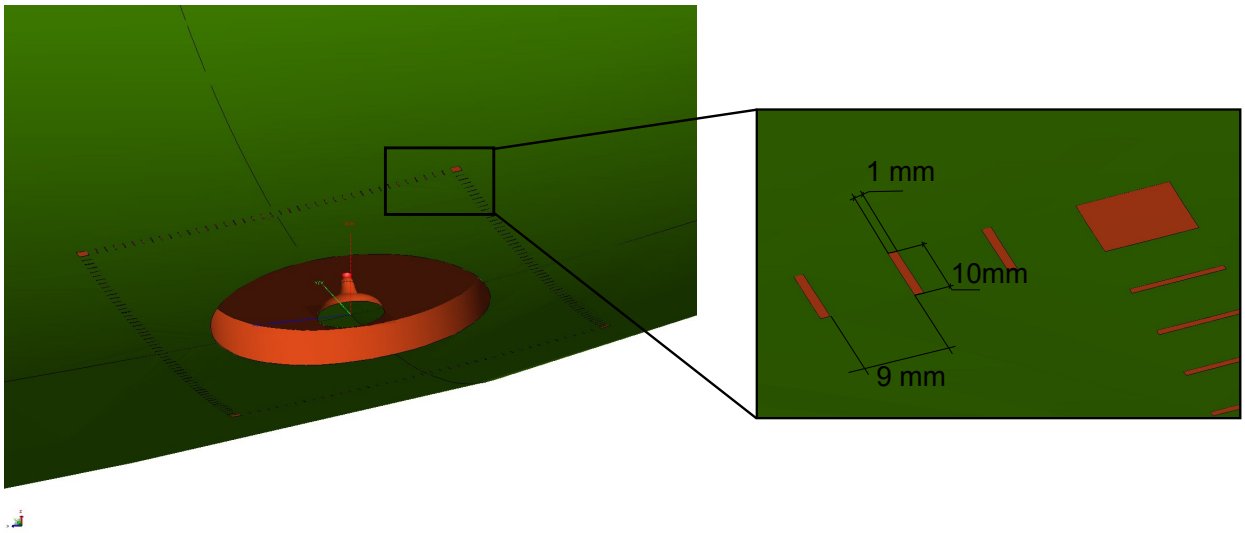
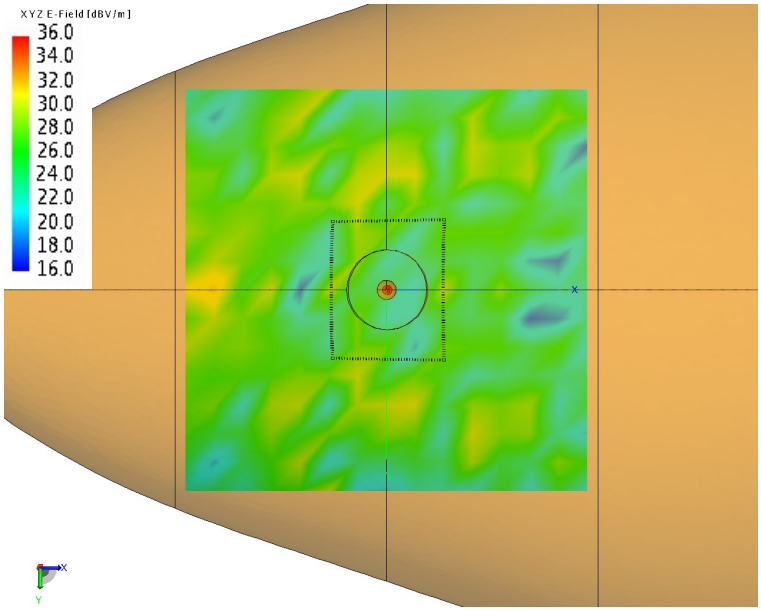
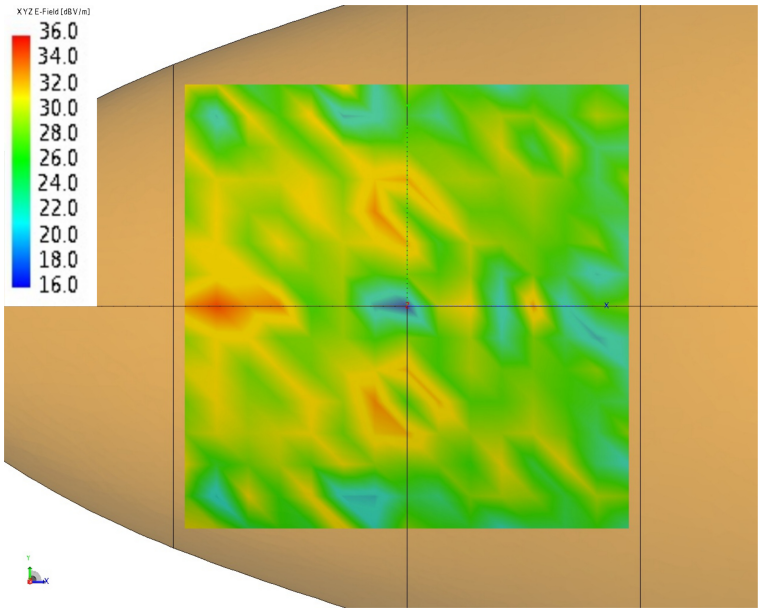


Figure 4.24 L'antenne integrée dans le panneau d'accès.

amplitudes des champs éléctriques sont similaires et de l'ordre de 27dBV par mètre. Même si cette valeur peut paraître excessive, elle est due au fait que l'antenne est alimentée par un signal de 1 kW de puissance (puissance crête du système DME) et une limite dans la capacité de l'outil de simulation de modéliser une surface de blindage parfaite. On peut donc conclure que le joints IEM proposés seraient fonctionnels dans une application réelle.



(a) IHA dans la cavité



(b) Monopole

Figure 4.25 Simulations en champ proche.

CHAPITRE 5

CONCLUSION

5.1 Synthèse des travaux

Tout d'abord, ce mémoire apporte des contributions importantes par rapport aux antennes à profil bas dans le domaine de l'aéronautique. Une nouvelle antenne profil bas, avec une hauteur plus petite que $\lambda/8$ a été développée. Cette antenne peut facilement être encastrée dans dans le fuselage, elle appartient donc à la catégorie des "suppressed antennas". L'antenne ne dépasse pas la surface du fuselage, et en conséquence la traînée aérodynamique, les bruits acoustiques et turbulences qui sont généralement associées aux antennes de type *blade* sont complètement éliminés.

La performance électrique de l'antenne est comparable à celle du monopole ou *blade*. Ce dernier est très couramment utilisé dans le domaine de l'aéronautique. L'antenne présentée a une grande largeur de bande suffisante et elle présente aussi des faibles pertes de retour (plus de 31% à 15 dB). En conséquence, elle peut être utilisée pour les systèmes DME, TCAS, ATC qui requierent un diagramme de rayonnement omnidirectionnel ainsi qu'une polarisation verticale.

Une nouvelle technique d'adaptation d'impédance est proposée par l'intermédiaire du profil du monopole large bande installé au centre de la cavité (IHA). La courbe d'impédance peut être optimisée à l'aide des axes des ellipses qui composent le profil. De ce fait, le réseau d'adaptation externe couramment utilisée pour les antennes de type *slot* n'est pas requis dans notre cas.

L'antenne proposée a été simulée avec HFSS et FEKO, fabriquée est mesurée. Une excellente concordance entre les simulations et les mesures du diagramme de rayonnement ainsi que du paramètre S_{11} a été obtenu.

Des matériaux avec de faibles valeurs de tangente de pertes ont été choisis pour remplir la cavité et pour couvrir toute la structure. Il a été montré que l'on avait une très bonne corrélation entre les mesures et les simulations. Une distorsion de la courbe S_{11} a été observé comme la conséquence de la haute permittivité du matériel employé pour la couche superieur du radôme.

Une analyse détaillée de la norme aéronautique D0-189, qui vise a décrire la procédure de test pour les antennes DME, a été réalisée. Le lobe maximal du gain de l'antenne proposée et celle du monopole de référence sont légèrement differents. Par conséquent, on ne peut pas

strictement affirmer que l'antenne est conforme à la norme.

Des simulations de l'antenne installée sur un aéronef Bombardier Challenger ont validé les résultats obtenus avec l'antenne isolée. En outre, la potentielle installation de l'antenne proposée sur un panneau d'accès a été étudié à l'aide des simulations sur FEKO. Une telle installation simplifierait l'entretien de l'antenne a posteriori. Des simulation des champs proche ont indiqué que les radiations de la antenne proposée a l'interieur du poste de pilotage sont semblables a celle du monopole d'un quart de longueur d'onde.

5.2 Limitations de la solution proposée et améliorations futures

Un des principaux aspects est de travailler sur la conformité de l'antenne présentée à la norme aéronautique DO-189. Plusieurs changements ont été pratiqués pour déplacer le lobe principal de façon a obtenir le diagramme de l'antenne monopole de référence mais sans succès. Il est démontré que cela serait théoriquement possible en employant deux fentes à la place d'une, ce qui reviendrait à faire un changement majeur sur la structure de l'antenne.

Le matériel employé pour le radôme a une permittivité relativement grande, ce qui engendre une distorsion de la courbe S_{11} pour des épaisseurs supérieures à 1.5 mm. Le matériel a été choisi en fonction de la disponibilité actuelle dans l'industrie aéronautique. Une étude détaillée des autres matériaux serait nécessaire pour assurer une résistance mécanique suffisante de la couche du radôme sans altérer le comportement électrique de l'antenne.

Le système TCAS exige un minimum de deux antennes. Une antenne omnidirectionnelle et une antenne directionnelle qui sert a déterminer la direction d'approximation des autres aéronefs dans un espace aérien proche. Les deux antennes pourraient coexister avec des changements mineurs sur la structure présentée dans cette thèse. Cela permettrait de synthétiser trois antennes en une seule, ce qui reduirait les problèmes d'entretien, d'installation et d'opération associés à chaque antenne.

RÉFÉRENCES

CUMMING, W. et CORMIER, M. (1958). Design data for small annular slot antennas. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 6, 210 –211.

FEKO, S. . (2012). *version 7.0.19*. EMSoftware & Systems-S.A, `http://www.feko.info`.

FOILSIM, G. R. C. (2012). Foilsim ii version 1.5a. `http://www.grc.nasa.gov/WWW/K-12/airplane/foil3.html`.

LEVINE, H. et PAPAS, C. H. (1951). Theory of the circular diffraction antenna. *Journal of Applied Physics*, 22, 29 –43.

PISTOLKORS, A. (1948). Theory of the circular diffraction antenna. *Proceedings of the IRE*, 36, 56 – 60.

REDDY, C., DESHPANDE, M., COCKRELL, C. et BECK, F. (1996). Radiation characteristics of cavity backed aperture antennas in finite ground plane using the hybrid fem/mom technique and geometrical theory of diffraction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44, 1327 –1333.

RTCA DO-189 (1985). Minimum Operational Performance Standards For Airborne Distance Measuring Equipment (dme) Operating Within The Radio Frequency Range Of 960-1215 Megahertz.

SWIFT, C. (1967). Input admittance of a coaxial transmission line opening onto a flat, dielectric-covered ground plane. Rapport technique, NASA. D-4158.

WEINER, M. (2003). *Monopole antennas*, CRC Press, vol. 1, chapitre 3. 75.

ZHAO, J., CHEN, C.-C. et VOLAKIS, J. (2010). Frequency-scaled uwb inverted-hat antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58, 2447 –2451.