Miniaturisation et modélisation d'antennes monopoles larges bandes utilisant des matériaux magnéto-diélectriques en bande VHF

Aladdin Kabalan

▶ **To cite this version:**

Aladdin Kabalan. Miniaturisation et modélisation d'antennes monopoles larges bandes utilisant des matériaux magnéto-diélectriques en bande VHF. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université de Rennes, 2019. Français. NNT : 2019REN1S041 . tel-02409935

HAL Id: tel-02409935

https://theses.hal.science/tel-02409935

Submitted on 13 Dec 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THESE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE DE RENNES 1
COMUE UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

ECOLE DOCTORALE N° 601
Mathématiques et Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication
Spécialité : Télécommunication

Par
Aladdin Kabalan

Miniaturisation et Modélisation d'Antennes Monopoles Larges Bandes utilisant des Matériaux Magnéto-Diélectriques en Bande VHF

Thèse présentée et soutenue à Rennes, le 28/05/2019
Unité de recherche : IETR, UMR CNRS 6164, Institut d'Électronique et de Télécommunication de Rennes
Thèse N° :

Rapporteurs avant soutenance :

Xavier BEGAUD	Professeur, Télécom ParisTech
Eric LHEURETTE	Professeur, Université de Lille 1 - IEMN

Composition du Jury :

Présidente :	Valérie VIGNERAS	Professeur, Université de Bordeaux – IMS
Examinateurs :	Christophe DELAVEAUD	Directeur du LAPCI, HDR, CEA Leti Grenoble
	Francis JANVIER	Directeur technique, Cobham
	Jean-Luc MATTEI	Maître de Conférences HDR, Université de Bretagne Occidentale - Lab-STICC
Dir. de thèse :	Ala SHARAIHA	Professeur, Université de Rennes 1 - IETR
Co-dir. de thèse :	Anne-Claude TAROT	Maître de conférences HDR, Université de Rennes1 - IETR

Remerciement

Je voudrais tout d'abord remercier mon directeur de thèse, Ala Sharaiha, et mon co-directeur, Anne-Claude Tarot, qui m'ont motivé à planifier et à développer mon projet de recherche. Leurs remarques et corrections opportunes ont encadré ma thèse en la conduisant à une conclusion heureuse et valorisante.

Je remercie Xavier Begaud et Eric Lheurette qui ont acceptés d'être rapporteurs de ce manuscrit. Leurs commentaires ont amélioré la qualité de ce travail. De même, les discutions et idées exprimés lors de la soutenance par les autres membres du jury, Christophe Delaveaud, Jean-Luc Mattei, Francis Janvier et Valérie Vigneras, me donnent le ton pour les futures publications et perspectives.

Merci à Dominique Lemur dont son expérience a été indispensable pour réussir les mesures effectuées lors de ce travail de thèse. Je suis très reconnaissant pour son aide et pour être toujours disponible pour des discussions.

Je remercie également Christophe Guitton du staff technique qui a réalisé les prototypes et Jêrome Sol pour son aide dans les mesures.

Je pense également à mes collègues du laboratoire et les remercie pour leur aide, leur soutien scientifique et technique, et surtout leur bonne humeur et leur amabilité.

Toute ma gratitude et mes remerciements sont pour ceux qui ont toujours été présents malgré la distance, ceux qui m'ont fait confiance, ceux qui me donnait l'espoir, l'encouragement et l'enthousiasme. J'exprime ma gratitude à mes biens aimés parents, mon cher frère Ali, ma chère sœur Kinda et tous mes chers proches.

Finalement je remercie du fond du cœur mon amour Batoul, ma chère épouse, qui remplit ma vie d'amour, d'espoir et de bonheur, et qui m'a soutenu et m'a supporté tout au long de ma thèse. Merci et je t'aime.

Sommaire

Remerciement 1
Sommaire 3
Liste des Figures 7
Introduction générale 19
Contexte de l'étude 19
Les Contributions de la Thèse 19
Résumé des chapitres 20
Chapitre 1 Antennes miniatures : limites fondamentales et état de l'art 23
1.1. Introduction 23
1.2. Antennes miniatures 23
1.2.1. Définition des antennes miniatures 23
1.2.2. Performances des antennes miniatures 24
1.2.3. Facteur de qualité de rayonnement minimal Q_r 25
1.2.4. Conclusion 33
1.3. Miniaturisation d'antennes par des matériaux magnéto-diélectriques (MMD) 34
1.3.1. Remplissage d'antenne par les matériaux 35
1.3.2. Etat de l'art récent d'antennes miniaturisées par des MMD 36
1.4. Antennes pour les systèmes aéroportées 41
1.4.1. Définition et contraintes 41
1.4.2. Exemples d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportés 43
1.5. Conclusion 47
Chapitre 2 Modélisation d'antennes insérées dans un Milieu Magnéto-Diélectrique (MMD) 50
2.1. Introduction 50
2.2. Circuit équivalent d'un monopole large bande dans l'air 51
2.3. Circuit équivalent de l'antenne insérée dans un MMD de dimensions infinies 57
2.3.1. Milieu diélectrique 57
2.3.2. Milieu magnétique / magnéto-diélectrique 59
2.4. Circuit équivalent de l'antenne insérée dans un MMD de dimensions limitées 65

2.4.1. Milieu effectif d'un monopole inséré dans un MMD de dimensions infinies avec une épaisseur limitée 67
2.4.2. Milieu effectif d'un monopole inséré dans un MMD de dimensions limitées 70
2.5. Conclusion 77
Chapitre 3 Miniaturisation d'antennes monopoles planaires par l'utilisation d'un Matériau Magnéto-Diélectrique (MMD) 79
3.1. Introduction 79
3.2. Présentation du MMD utilisé 80
3.3. Géométrie de l'antenne monopole planaire large bande fonctionnant dans la bande VHF 82
3.4. Miniaturisation de l'antenne monopole planaire par un MMD dans la bande de fréquence VHF 83
3.4.1. Distribution des champs électrique et magnétique 83
3.4.2. Milieu effectif de l'antenne miniaturisée par le MMD 85
3.4.3. Effet de la taille et de la position du MMD 87
3.4.4. Validation expérimentale 93
3.5. Augmentation de l'impact du MMD-P 94
3.5.1. Impact des MMD-P sur l'antenne monopole de 20 cm de hauteur 94
3.5.2. Insertion des fentes et impact des MMD-P 95
3.6. Etude paramétrique des dimensions du MMD-P et des fentes 97
3.6.1. Optimisation de la position et les dimensions du MMD-P 97
3.6.2. Effet des dimensions des fentes sur le taux de miniaturisation 98
3.7. Effet de l'épaisseur métallique de l'antenne (discontinuité des champs) ... 101
3.7.1. Caractéristiques radioélectriques de l'antenne A5 104
3.7.2. Validation expérimentale 105
3.8. Miniaturisation de l'antenne monopole utilisant MMD-TC 106
3.9. Adaptation de l'antenne monopole planaire large bande miniaturisée par MMD 109
3.9.1. Facteur de qualité de l'antenne 110
3.9.2. Circuit d'adaptation large bande 111
3.9.3. Validation expérimentale 113
3.10. Modifications d'antennes pour l'intégration dans le radôme 115
3.11. Bilan de performances 117
3.12. Conclusion 118
Chapitre 4 Antennes agiles en fréquence chargées par des Matériaux Magnéto-Diélectrique (MMD) à perméabilité accordable 121

4.1. Introduction 121
4.2. MMD accordable 121
4.3. Comportement d'antenne monopole planaire en présence de matériaux à perméabilité accordable 123
4.4. Antenne monopole planaire repliée et agile en fréquence 126
4.5. Validation expérimentale 130
4.6. Conclusion 131
Conclusion générale et perspectives 135
Annexe I. Antennes monopoles planaires larges bandes 139
Publications 153
Références 155

Liste des Figures

Figure 1-1 Sphère de Wheeler englobant une AEP 24
Figure 1-2 Antenne monopole placée sur un plan de masse (a) d'un rayon $\leq \lambda 4$, ou (b) infini. 24
Figure 1-3 Facteurs de qualité pour les trois premiers modes $TEn0$ et $TMn0$, en incluant l'énergie stockée uniquement en dehors de la sphère du rayon a. 26
Figure 1-4 Limites de Qr pour les premièrs modes TM et TE. 27
Figure 1-5 Limite du facteur de qualité pour une antenne dipôle magnétique dans l'air et avec une sphère des milieux (a) magnétiques ($\varepsilon r = 1$) : μr=4, 8, 16, 32 et (a) diélectriques ($\mu r = 1$) : εr=4, 8, 16, 32. 29
Figure 1-6 Limite du facteur de qualité pour une antenne dipôle magnétique dans l'air et entouré par un MMD sphérique : (a) $\mu r = 8$, εr=1, 4, 14 et (b) $\mu r = 32$, εr=1, 4, 14. 30
Figure 1-7 Limite du facteur de qualité pour une antenne dipôle électrique dans l'air et entourée par une sphère purement (a) magnétiques : μr=4, 8, 16, 32 et (a) diélectriques : εr=4, 8, 16, 32. 31
Figure 1-8 Limite du facteur de qualité pour une antenne dipôle électrique dans l'air et avec une sphère des MMD : (a) $\mu r = 8$, εr=1, 4, 14 et (b) $\mu r = 32$, εr=1, 4, 14. 32
Figure 1-9 Limite du facteur de qualité pour un dipôle sphérique dans le MMD : $\varepsilon r = 4$ et $\mu r = 16$, pour les tangentes de pertes $tan\delta\varepsilon = tan\delta\mu = 0.01, 0.001\ et\ 0.0001$, et les modes de rayonnement (a) TM_{10} et (b) TE_{10}. 33
Figure 1-10 (a) échantillon du MMD. (b) Spectres d'analyse réseau du MMD dans la bande 100 MHz – 6 GHz. 37
Figure 1-11 Positions (a) A, (b) B, (c) C et (d) D du MMD par rapport à l'antenne. 38
Figure 1-12 (a) Permittivité et (b) perméabilité du MMD dans la bande 100 MHz – 4 GHz. 39
Figure 1-13 (a) Antenne inverted-F simple chargée totalement par le MMD. (b) Antenne inverted-F simple chargée partiellement par le MMD, proche de la source. (c) Antenne inverted-F simple chargée partiellement par le MMD, au centre de l'antenne. 39
Figure 1-14 Permittivité et perméabilité mesurées du MMD. 40
Figure 1-15 Comparaison les tailles des antennes (a) $PIFA_{MMD}$ et (b) $PIFA_{FR4}$. 41
Figure 1-16 Antenne monopole dans le radôme « Blade antenna ». 42
Figure 1-17 (a) Géométrie de l'antenne large bande. (b) Antenne réalisée. (c) ROS (simulé et mesuré) de l'antenne. 43
Figure 1-18 Diagrammes de rayonnement mesurés à 0.5 GHz et 1.0 GHz (a) dans le plan E, (b) dans le plan H. 44
Figure 1-19 (a) Géométrie de l'antenne 2. (b) Antenne réalisée avec des supports de Téflon. (c) ROS simulé (HFSS) et mesuré de l'antenne 2 (avec circuit d'adaptation). 44

Figure 1-20 Diagrammes de rayonnement simulés à (a) 400 MHz, φ = 0°, (b) 400 MHz, φ = 90°, (c) 600 MHz, φ = 0° et (d) 600 MHz, φ = 90° (avec circuit d'adaptation)......45
Figure 1-21 Diagrammes du gain simulé à 30 MHz, 150 MHz et 600 MHz dans les plans (a) φ = 0° et (b) φ = 90°.....45
Figure 1-22 Structure de l'antenne proposée ; (a) Position d'installation de l'antenne sur l'avion. (b) Antenne monopôle repliée couplée à un élément parasite L-inversé. (c) Nouvelle antenne : L-inversée repliée. 46
Figure 1-23 distributions du courant à 20 MHz ; (a) antenne monopôle repliée couplée à un élément parasite L-inversé. (b) Nouvelle antenne : L-inversée repliée. 46
Figure 1-24 Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne proposée (à l'échelle 1/10) pour ; (a) le plan x-y et (b) le plan x-z. 47
Figure 1-25 (1) Antenne 1 : antenne Blade large bande. (2) Antenne 2 : antenne Blade large bande avec bord oblique. (3) Antenne 3 : antenne couplé à l'élément parasite L-inversé avec un pliage.....47
Figure 2-1 Etapes principales du calcul du circuit équivalent d'une antenne insérée dans le MMD. 50
Figure 2-2 (a) Antenne monopole planaire de référence. (b) Parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence. 51
Figure 2-3 Circuit équivalent d'une antenne large bande. 51
Figure 2-4 Organigramme de l'algorithme de calcul du circuit équivalent de l'antenne large bande à partir d'une simulation ou une mesure dans l'air. 52
Figure 2-5 (a) Résistance d'entrée de l'antenne de référence simulée dans l'air. (b) Dérivée première R' et seconde R'' de la résistance d'entrée de l'antenne simulée dans l'air.....53
Figure 2-6 Résistance d'entrée de l'antenne de référence (simulée dans l'air) et de la cellule 1 ($Rmax1$, $fr,1$ et $\Delta f1$) 54
Figure 2-7 Résistance d'entrée de la cellule 2 55
Figure 2-8 Résistance d'entrée de l'antenne de référence et des différentes cellules (1, 2, 1+2).....55
Figure 2-9 Parties imaginaires de : l'impédance d'entrée de l'antenne, la réponse totale des deux cellules RLC et la réponse de la cellule 0. 56
Figure 2-10 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans l'air pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.....56
Figure 2-11 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence dans l'air et de son circuit équivalent (cellules 0 + 1 + 2). 57
Figure 2-12 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu diélectrique, infini et sans pertes, pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz. 58
Figure 2-13 (a) Capacité du circuit équivalent d'antenne insérée dans un milieu diélectrique avec pertes. (b) Résistance du circuit équivalent d'antenne insérée dans un milieu diélectrique avec pertes. 58
Figure 2-14 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu diélectrique, infini et avec pertes, pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.....59
Figure 2-15 Antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique (εr= 2, μr=1), infini et avec perte ($tan\delta\varepsilon$= 0.1).....59

Figure 2-16 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence simulée dans un milieu diélectrique (εr= 2, μr= 1), infini avec pertes $tan\delta\varepsilon$= 0.1, et de son circuit équivalent. 59
Figure 2-17 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu magnétique, infini et sans pertes, pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz. 61
Figure 2-18 Inductance du circuit équivalent dans un milieu magnétique avec pertes. 62
Figure 2-19 Résistance du circuit équivalent dans un milieu magnétique avec pertes. 62
Figure 2-20 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu magnétique, infini et avec pertes, pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.....63
Figure 2-21 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu magnétique, infini et avec pertes pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.....63
Figure 2-22 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence simulée dans un milieu magnétique (εr= 1, μr= 2), infini avec pertes $tan\delta\mu$= 0.1, et de son circuit équivalent. 63
Figure 2-23 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un MMD, infini et avec pertes pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz. 65
Figure 2-24 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence dans un MMD (εr= 2, μr= 2, $tan\delta\varepsilon$= 0.1, $tan\delta\mu$= 0.1) infini, et de son circuit équivalent. 65
Figure 2-25 (a) Antenne de référence insérée dans le MMD $\varepsilon r = 14, \mu r = 20$, $tan\delta e$=0.065 et $tan\delta m$=0.04 tronqué d'épaisseur de 6 mm. (b) Milieux effectifs de l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique pur ou magnétique pur. 66
Figure 2-26 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence dans un MMD (εr= 2, μr= 2, $tan\delta\varepsilon$= 0.1, $tan\delta\mu$= 0.1) tronqué, et de son circuit équivalent. 67
Figure 2-27 [52] (a) géométrie de l'antenne monopole imprimée sur un substrat diélectrique ou magnétique. (b) Lignes coplanaires symétrique équivalent de l'antenne monopole imprimée. 67
Figure 2-28 Antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique/magnétique de dimensions infinies avec une épaisseur limitée. 69
Figure 2-29 Comparaison de résultats théoriques et numériques du milieu diélectrique effectif de l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique pur de dimensions infinies, pour plusieurs valeurs d'épaisseur. 69
Figure 2-30 Comparaison de résultats théoriques et numériques du milieu magnétique effectif de l'antenne de référence insérée dans un milieu magnétique pur de dimensions infinies, pour plusieurs valeurs d'épaisseur. 70
Figure 2-31 (a) Antenne monopole cylindrique recouverte par un matériau (diélectrique/magnétique). (b) Coupe transversale de l'antenne montrant le rayon de l'antenne a, et le rayon total b. 71
Figure 2-32 (a) Antenne de référence insérée dans un MMD tronqué. (b) Antenne monopole cylindrique équivalente recouverte par le MMD. 71
Figure 2-33 Système bifilaire à deux conducteurs parallèles recouverts par MMD....72

Figure 2-34 Le rayon total b en fonction de b/a pour l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique (a) $\varepsilon r = 2$, et dans plusieurs milieux diélectriques (b) $\varepsilon r = 2{,}5{,}10{,}15\ et\ 20$. 74
Figure 2-35 Comparaison de résultats numériques et analytique du milieu diélectrique effectif de l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique pur d'une largeur infinie, avec une épaisseur de 3 mm. 74
Figure 2-36 Comparaison de résultats numériques et analytique du milieu diélectrique effectif de l'antenne de référence insérée dans un matériau diélectrique pur d'une largeur infinie et tronqué, pour une épaisseur de 3 mm. 76
Figure 2-37 Comparaison de résultats numériques et analytique du milieu magnétique effectif de l'antenne de référence insérée dans un matériau magnétique pur tronqué, pour une épaisseur de 3 mm. 76
Figure 3-1 (a) Caractéristiques du MMD dans les bandes 100 MHz – 6 GHz et 100 – 200 MHz. (b) Pertes magnétiques et diélectriques du MMD dans les bandes 100 MHz - 6 GHz et 100 – 200 MHz. 82
Figure 3-2 (a) Antenne monopole planaire simple A1 de hauteur de 510 mm. (b) Abaque de Smith de l'impédance d'entrée de l'antenne A1 dans la bande 118 - 156 MHz. 82
Figure 3-3 (a) Impédance d'entrée de l'antenne A1. (b) ROS de l'antenne A1. 82
Figure 3-4 Densités de courants de surface de l'antenne A1 à 130 MHz 83
Figure 3-5 Amplitude du champ magnétique de l'antenne A1 : (a) dans le plan yz et (b) dans le plan xz. (c) Vecteurs du champ magnétique dans le plan yz 84
Figure 3-6 Amplitude du champ électrique de l'antenne A1 : (a) dans le plan yz et (b) dans le plan xz. Vecteurs du champ électrique de l'antenne A1 : (c) dans le plan yz et (b) dans le plan xz. 85
Figure 3-7 Antenne A1 (a) imprimée et (b) insérée dans le MMD. 86
Figure 3-8 Milieux effectifs ($\varepsilon eff, \mu eff$) en fonction des milieux relatifs ($\varepsilon r, \mu r$) pour les deux monopoles : (a) imprimée sur un substrat diélectrique/magnétique et (b) insérée dans un matériau diélectrique/magnétique. 86
Figure 3-9 Fréquence de résonance et son taux de réduction de l'antenne A1 insérée dans le MMD, pour plusieurs valeurs d'épaisseur du MMD, qui varie entre 1 mm et 15 mm. 87
Figure 3-10 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne A1 insérée dans le MMD pour plusieurs valeurs de $tMMD$ qui varie entre 1 mm et 15 mm. 87
Figure 3-11 Milieux effectifs ($\varepsilon eff, \mu eff$) de l'antenne A1 insérée dans le MMD en fonction de l'épaisseur $tMMD$ 88
Figure 3-12 Fréquence de résonance de l'antenne A1 insérée dans le MMD et son taux de réduction, pour plusieurs valeurs de la largeur du MMD, qui varie entre 1 cm et 30 cm. 89
Figure 3-13 Milieux effectifs ($\varepsilon eff, \mu eff$) de l'antenne A1 insérée dans le MMD en fonction de la largeur $WMMD$ 89
Figure 3-14 Structure de l'antenne A1 avec le MMD d'une hauteur variable 90
Figure 3-15 Fréquence de résonance et son taux de réduction de l'antenne A1 insérée dans le MMD tronqué d'épaisseur de 3 mm, pour plusieurs valeurs de $HMMD$, qui varie entre 0 mm et 510 mm. 90

Figure 3-16 Structure de l'antenne monopole large bande avec le MMD situé ; (a) proche de l'excitation. (b) loin de l'excitation. 90
Figure 3-17 (a) Parties imaginaires de l'impédance d'entrée, et (b) le coefficient de réflexion, de l'antenne monopole avec le MMD de la hauteur 60 mm et 380 mm. 91
Figure 3-18 (a) Antenne monopole A1 dans l'air. (b) Antenne monopole A1.1 avec le MMD de la hauteur 60 mm. (c) Antenne monopole A1.2 miniaturisée par le MMD. 91
Figure 3-19 Parties (a) réelles et (b) imaginaire de l'impédance d'entrée des antennes A1, A1.1 et A1.2 91
Figure 3-20 Coefficient de réflexion de l'antenne A1.2 92
Figure 3-21 (a) Efficacités de rayonnement et totale de l'antenne A1.2. (b) Gains réalisé et IEEE de l'antenne A1.2. 92
Figure 3-22 Gain réalisé dans le plan d'azimut à la fréquence 130 MHz de l'antenne A1.2 dans (a) le plan d'azimut et (b) le plan d'élévation. 92
Figure 3-23 Antenne monopole A1.1 réalisée et chargée par le MMD. 93
Figure 3-24 Plaques du MMD réalisées. 93
Figure 3-25 Partie réelle (a) et imaginaire (b) de l'impédance d'entrée mesurée des trois antennes A1, A1.1 et A1.2. 93
Figure 3-26 (a) Antenne monopole simple A1 de hauteur de 51 cm, et l'antenne monopole de référence $A_{réf}$ de hauteur de 20 cm. (b) Abaque de smith des impédances des antennes $A_{Réf}$ et A1 dans la bande de fréquence 118 – 156 MHz. 94
Figure 3-27 (a) Parties imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence $A_{Réf}$ et de l'antenne A1. (b) Coefficient de réflexion S11 de l'antenne de référence $A_{Réf}$ et de l'antenne A1. 95
Figure 3-28 (a) Antenne Monopole A2 miniaturisée par le MMD de dimensions 96 × 60 mm. (b) Parties imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence $A_{Réf}$ et de l'antenne A2. 95
Figure 3-29 (a) Antenne monopole à deux fentes. (b) Courants de surface sur l'antenne monopole à deux fentes à 270 MHz. 96
Figure 3-30 (a) Antenne monopole à deux fentes A3 miniaturisée par le MMD. (b) Intensité du champ magnétique du monopole A3. 96
Figure 3-31 Milieu effectif en fonction de la perméabilité relative pour les deux antennes miniaturisées par le MMD ; sans fentes (A2) et avec deux fentes (A3). 97
Figure 3-32 (a) Antenne monopole A3 miniaturisée par le MMD avec deux fentes. (b) Parties imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence $A_{Réf}$ et de l'antenne A3. 97
Figure 3-33 Antenne A3 avec les paramètres : $HMMD, WMMD, Lfente$ et $HFente$ 97
Figure 3-34 (a) Antenne monopole de hauteur de 510 mm avec deux fentes de largeur de 50mm. (b) Taux de réduction de $f0$ en fonction de la hauteur du MMD $HMMD$ avec la largeur constante $WMMD = 96$ mm. 98
Figure 3-35 (a) Antenne monopole de hauteur de 510 mm avec deux fentes de largeur de 50mm. (b) Taux de réduction de $f0$ en fonction de la largeur du MMD $WMMD$ avec la hauteur constante $HMMD = 20$ mm. 98

Figure 3-36 Taux de réduction de f_0 et le μeff correspondant en fonction du largueur de fentes L_{Fente}. 99
Figure 3-37 Taux de réduction de f_0 et le μeff correspondant en fonction de la hauteur de fentes W_{Fente}. 99
Figure 3-38 Antenne monopole A4 miniaturisée par le MMD de dimensions 4×2 cm avec deux fentes de largeur 51.3 mm. 100
Figure 3-39 Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne miniaturisée A4. 100
Figure 3-40 Vues en coupe transversale de l'antenne A4 montrant l'intensité du champ magnétique dans la région à l'intérieur du MMD et entre les fentes. 100
Figure 3-41 Parties (a) imaginaires et (b) réelles de l'impédance d'entrée des deux antennes miniaturisées ; par les fentes sans le MMD, et par le MMD sans les fentes, comparées avec l'impédance d'entrée de l'antenne $A_{réf.}$ 101
Figure 3-42 (a) Gap d'air entre les deux plaquettes du MMD causé par l'épaisseur de l'antenne (b) Vues en coupe transversale montrant l'intensité du champ magnétique de l'antenne monopole A4 d'épaisseur 1 mm. 101
Figure 3-43 Parties imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne A4 pour les deux cas ; épaisseur 0 et 1 mm 102
Figure 3-44 (a) Milieu magnétique effectif et (b) taux de miniaturisation, en fonction de la perméabilité relative, de l'antenne chargé par deux MMD-P de dimensions 4×2 cm pour plusieurs longueurs de fentes L_{fente}, avec une épaisseur constante H_{fente} de 10 mm. 102
Figure 3-45 (a) Milieu magnétique effectif et (b) taux de miniaturisation, en fonction de la perméabilité relative, de l'antenne chargé par deux MMD-P de dimensions 4×2 cm pour plusieurs épaisseurs de fentes H_{fente}, avec une longueur constant L_{fente} de 93 mm. 103
Figure 3-46 Antenne monopole miniaturisée par le MMD avec deux fentes de dimensions 93 × 10 mm 103
Figure 3-47 (a) Milieu magnétique effectif et (b) fréquences de résonance en fonction de la perméabilité relative ; des antennes monopoles miniaturisées par les plaquettes du MMD : A4 (épaisseur 0 et 1 mm) et A5. 103
Figure 3-48 (a) Parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne A5. (b) Coefficient de réflexion de l'antenne A5. 104
Figure 3-49 (a) Efficacités de rayonnement et totale de l'antenne A5. (b) Gains réalisé et IEEE de l'antenne A5. 104
Figure 3-50 Gain réalisé dans le plan d'azimut à la fréquence 130 MHz de l'antenne A5 dans (a) le plan d'azimut et (b) le plan d'élévation. 105
Figure 3-51 (a) Monopole planaire A5 réalisé avec les deux plaquettes de MMD. (b) Fentes et les deux plaquettes d MMD. 105
Figure 3-52 Parties imaginaires (a) et réelles (b) de l'impédance d'entrée mesurée et simulée de l'antenne A5 106
Figure 3-53 Antenne monopole miniaturisée par le MMD d'un volume de 4800 mm^3 sous la forme : (a) Planaire (MMD-P), (b) Tores cylindriques (MMD-TC) 106
Figure 3-54 (a) Parties imaginaires et (b) coefficients de réflexion, de l'antenne A5 chargée par le MMD-P et le MMD-TC. 107

Figure 3-55 (a) Monopole planaire chargé par 10 tores du MMD avec des fentes. (b) Dimensions du tore du MMD. (c) Vue en coupe transversale de l'intensité du champ magnétique dans le tore du MMD à la fréquence de résonance.....107
Figure 3-56 (a) Milieu magnétique effectif et (b) fréquences de résonance en fonction de la perméabilité relative : de l'antenne monopole planaire chargée par les plaquettes (A5) et par les tores (A1-TC) du MMD.....108
Figure 3-57 Parties réelles (a) et (b) imaginaires des impédances d'entrée de l'antenne monopole planaire chargée par deux plaquettes (A5) et 10 tores (A1-TC) du MMD.....108
Figure 3-58 Coefficient de réflexion de l'antenne A1-TC.....109
Figure 3-59 (a) Efficacités de rayonnement et totale de l'antenne A1-TC. (b) Gains réalisé et IEEE de l'antenne A1-TC.....109
Figure 3-60 Gain réalisé dans le plan d'azimut à la fréquence 130 MHz de l'antenne A1-TC dans (a) le plan d'azimut et (b) le plan d'élévation. 109
Figure 3-61 (a) Antenne monopole planaire A5 chargée par deux MMD-P. (b) Antenne monopole planaire A1-TC chargée par 10 MMD-TC dans la forme horizontale. (c) Antenne monopole planaire A2-TC chargée par 10 MMD-TC dans la forme verticale. 110
Figure 3-62 facteur de qualité Q des monopoles planaires chargés par deux MMD-P (A5) et par 10 MMD-TC dans les formes : horizontale (A1-TC) et verticale (A2-TC). 110
Figure 3-63 Circuit d'adaptation d'antenne. 111
Figure 3-64 Circuits d'adaptation des antennes monopole planaires (a) A5, (b) A1-TC et (c) A2-TC pour la bande de fréquence 118 – 156 MHz. 112
Figure 3-65 (a) Coefficient de réflexion S11 des antennes A5, A1-TC et A2-TC sans les circuits d'adaptation. (b) Coefficient de réflexion S11 des antennes A5, A1-TC et A2-TC adaptées. 112
Figure 3-66 (a) Gains réalisés et (b) efficacités totales des antennes adaptées A5, A1-TC et A2-TC. 112
Figure 3-67 (a) circuit d'adaptation réalisé de l'antenne A1-TC. (b) Circuit d'adaptation réalisé de l'antenneA2-TC. 113
Figure 3-68 (a) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré du circuit d'adaptation de l'antenne A1-TC chargé par 50 Ω sur ses deux ports. (b) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré du circuit d'adaptation de l'antenne A2-TC chargé par 50 Ω sur ses deux ports. 113
Figure 3-69 (a) Antenne monopole A1-TC réalisée. (b) Antenne monopole A2-TC réalisée. 114
Figure 3-70 (a) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne A1-TC sans le circuit d'adaptation. (b) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne A2-TC sans le circuit d'adaptation. 114
Figure 3-71 (a) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne A1-TC adaptée. (b) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne A2-TC adaptée. 114
Figure 3-72 (a) Gain réalisé dans le plan d'azimut à la fréquence 136 MHz de l'antenne A2-TC. (b) Gain réalisé dans le plan d'élévation à la fréquence 136 MHz de l'antenne A2-TC. 115

Figure 3-73 Gain réalisé en fonction de la fréquence de l'antenne adaptée A2-TC, mesuré et simulé à l'angle d'élévation de 90°. 115
Figure 3-74 (a) Détail de l'encombrement objectif de l'antenne à concevoir. (b) Antenne monopole planaire $A'6$ chargée par 10 tores du MMD dans la forme verticale. 116
Figure 3-75 Antenne monopole planaire A3-TC avec ses dimensions et sa position dans le radôme. 116
Figure 3-76 (a) Parties imaginaire de l'impédance d'entrée des antennes A2-TC et A3-TC. (b) Facteurs de qualité des antennes A2-TC et A3-TC dans la bande 110-160 MHz. 117
Figure 3-77 Circuits d'adaptation de l'antenne A3-TC pour la bande de fréquence 118-156 MHz. 117
Figure 3-78 (a) Coefficients de réflexion S11 simulés des antennes adaptées A2-TC et A3-TC. (b) Gain réalisé des deux antennes A2-TC et A3-TC. 117
Figure 4-1 Variation (a) de la perméabilité réelle (μ') et imaginaire (μ'') du MMD dans la bande 10 MHz – 2 GHz, et (b) des pertes magnétiques ($tan\delta m$) du MMD dans la bande 10 - 100 MHz, sous l'action d'un courant continu de 0A à 5A. 122
Figure 4-2 (a) Permittivité réelle (ε') et imaginaire (ε'') du MMD dans la bande 10 MHz – 2 GHz. (b) Pertes diélectriques ($\tan\delta e$) du MMD dans la bande 10 - 100 MHz. 122
Figure 4-3 Coefficients de réflexion de l'antenne de référence chargée par 10 MMD-TC fixe et accordable. 123
Figure 4-4 (a) Antenne monopole de référence $A_{Réf}$ chargée par 10 MMD-TC accordables. (b) Coefficients de réflexion de $A_{réf}$ pour un MMD soumis à l'action d'un courant continu de 0A et 5A. 124
Figure 4-5 (a) Impédance d'entrée de l'antenne $A_{Réf}$ pour un MMD soumis à l'action d'un courant continu de 0A et 5A, dans la bande 50 – 100 MHz. (b) Adaptation de l'antenne par une inductance en série. 125
Figure 4-6 Coefficients de réflexion de l'antenne $A_{Réf}$ adaptée pour les MMD soumis à l'action d'un courant continu de 0A et 5A, dans la bande 50 – 100 MHz 125
Figure 4-7 (a) Antenne monopole A1 chargée par 15 MMD-TC accordable. (b) Coefficients de réflexion de A1 pour le MMD soumis à l'action d'un courant continu de 0A et 5A, comparés à ceux de l'antenne $A_{Réf}$ adaptée. 126
Figure 4-8 (a) Antenne monopole repliée chargée par 15 MMD-TC accordable. (b) Coefficients de réflexions de l'antenne pour plusieurs hauteurs de la partie repliée (H) 127
Figure 4-9 (a) Antenne A2 repliée, et l'intensité des courant de surfaces (b) sur l'antenne et (c) sur la partie repliée. 127
Figure 4-10 Densité du champ magnétique de l'antenne monopole (a) totalement repliée (A2) et (b) partiellement repliée. 128
Figure 4-11 Coefficients de réflexion de l'antenne A2 pour les réponses du MMD sous l'action d'un courant continu de 0A et 5A, dans la bande 50 – 100 MHz 129
Figure 4-12 Gain réalisé dans les plans (a) d'azimut et (b) d'élévation, à la fréquence de résonance 63.5 MHz de l'antenne A2 chargée par des MMD-TC sous l'action d'un courant 0A. 129

Figure 4-13 Rendement d'agilité en fonction de la perméabilité agile des MMD-TC pour les antennes A1 et A2. 130
Figure 4-14 Antenne monopole repliée A2 réalisée et chargée par 15 MMD-TC accordable. 131
Figure 4-15 (a) Schéma d'alimentation de l'antenne A2 par le signale RF avec un courant continue. (b) Bias-Tee utilisé pour alimenter l'antenne par un courant continue avec le signale RF. 131
Figure 4-16 Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne A2 pour les réponses du MMD sous l'action d'un courant continu de 0A et de 5A comparés avec les résultats des simulations. 131
Figure I-1 (a) Diagramme de rayonnement du plan E normalisé ($E\theta$, dans le plan ϕ = 90). (b) Diagramme de rayonnement du plan H normalisé ($E\theta$, dans le plan θ = 90). 140
Figure I-2 (a) Géométrie carrée simple avec un et deux côtés coupés, formant des pentagones asymétriques et symétriques. (b) Coefficient de réflexion mesuré pour la géométrie carrée avec les deux côtés coupés de 20° (continu) et de 30° (pointillé)..... 141
Figure I-3 Diagrammes de rayonnement du monopole pentagonal symétrique sur un plan de masse carré de 150 mm : (a) Diagramme de plan H normalisé $E\theta(\phi, \theta = 90)$ à 2.4 GHz (continu) et 5.8 GHz (pointillé). (b) Diagramme de plan E normalisé $E\theta(\theta, \phi = 90)$ à 2.4 GHz (continu) et 5.8 GHz (pointillé). (c) Diagramme de plan E normalisé $E\theta(\theta, \phi = 90)$ à 2.4 GHz (continu) et 5.8 GHz (pointillé)..... 142
Figure I-4 Diagramme de plan H normalisé $E\theta(\phi, \theta = 90)$ pour le monopole pentagonal symétrique coupé par 40° à 8 GHz (continu), 10 GHz (pointillé) et 12 GHz (tiret). 142
Figure I-5 (a) Monopôle planaire carré coupé et court-circuité, alimenté à l'aide d'un connecteur SMA, via un plan de masse carré de 200 mm. (b) ROS simulés pour SPM (simple planar monopole), SHPM (shorted planar monopole) et SHPMB (shorted planar monopole wih bevel). 143
Figure I-6 Diagrammes de rayonnement simulés (continu) et mesurés (pointillé) pour le plan H $E\theta(\phi, \theta = 0)$ et le plan E $E\theta(\theta, \phi = 90)$ à 900 MHz, 2.4 et 5.8 GHz (10 dB/div). 144
Figure I-7 Variables impliquées dans la méthodologie de conception d'une antenne large bande. 144
Figure I-8 Organigramme de la méthodologie de conception pour une antenne planaire omnidirectionnelle. 146
Figure I-9 Organigramme générale de de l'évaluation de $\Gamma(x)$. 146
Figure I-10 (a) Géométrie et dimensions d'une antenne monopole planaire carrée. (b) Simulation du coefficient de réflexion de l'antenne monopole planaire carrée. 146
Figure I-11 (a) Géométrie de l'antenne monopôle planaire rectangulaire avec un rapport hauteur/largeur de 0.58, $\psi = 18.29°$ et $a = 3.6$ mm. (b) Magnitude simulée du coefficient de réflexion du monopole planaire rectangulaire avec $\psi = 18.29°$, $W = 52$ mm et $a = 3.6$ mm..... 147
Figure I-12 Géométrie de l'antenne monopole planaire carrée modifié pour obtenir une performance large bande [85]. 148

Figure I-13 (a) Géométrie général du PICA. (b) Modèles de test de l'antenne PICA [86]. 149
Figure I-14 Géométrie du monopôle bi-bras roulé [87]. (a) Vue d'en haut. (b) Vue tridimensionnelle 149

Introduction générale

Contexte de l'étude

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

Cette thèse a été menée dans le cadre du projet ANR (MISTRAL) « Antennes MIniatures et accordables a SubsTRAt magnéto-diéLectrique nano composite » avec l'objectif d'étudier, de réaliser et de concevoir des antennes miniatures pour des systèmes aéroportés. Le projet MISTRAL regroupe un consortium de quatre partenaires complémentaires : un industriel Cobham, Le Lab-STICC en charge du développement de nanocomposites, l'IETR et le CEA LETI pour le développement des antennes miniatures utilisant les propriétés des matériaux et assurent leur caractérisation expérimentale.

Les Contributions de la Thèse

Les moyens mis en œuvre pour arriver à cet objectif de miniaturisation et d'agilité des antennes reposent sur le développement de Matériaux Magnéto-Diélectriques (MMD) à partir de la synthèse de nanocomposites fonctionnels innovants, pour l'électromagnétisme, ayant la particularité d'être accordables. Ce travail de thèse comprend deux parties ; une première partie principale relative à la conception et à la miniaturisation d'antennes large bande en bande VHF utilisant des MMD développés au Lab-STICC, tout en minimisant le volume du matériau à utiliser. La seconde partie concerne l'agilité en fréquence des antennes miniatures grâce à l'utilisation de MMD de perméabilité accordable.

Les principales caractéristiques techniques visées, pour la conception d'antennes large bande à réponse fixe et les antennes agiles en fréquence, sont rapportées dans un cahier des charges résumé dans le tableau ci-après qui permettra de choisir le type d'antenne à utiliser. Pour l'antenne à réponse fixe, la bande de fréquence d'étude s'étend de 118 MHz à 156 MHz. La taille visée est de 20 cm avec un plan de masse pratiquement infini (support de l'avion). Le gain dans la bande de fréquence ciblée est -7 dB, il s'agit d'un gain minimum en azimut à l'angle d'élévation de 90°.

Dans cette thèse, l'étude de la miniaturisation d'une antenne monopole large bande a conduit à la mise au point des nouvelles géométries, permettant un niveau de réduction de dimension inédit. Un nouveau modèle de circuit équivalent de l'antenne a été développé en prenant en compte le MMD de dimensions limitées. Les procédés de miniaturisation ont ensuite été validés expérimentalement.

Exigence technique	**Niveau visé pour les antennes à réponse fixe**	**Niveau visé pour les antennes agiles en fréquence**
Caractéristiques radioélectriques		
Bande de fréquence (MHz)	118 - 156	29.7 - 88
ROS	≤ 3 sur un plan de masse 1220 x1220 mm^2 minimum	≤ 2.5 sur un plan de masse 2x1 m^2
Diagramme de rayonnement	Omnidirectionnel en azimut, similaire à un quart d'onde en élévation	Omnidirectionnel en azimut, similaire à un quart d'onde en élévation
Gain en azimut (élévation = 0) (dBi)	Max ≥ -7	30 MHz : max ≥ - 17 88 MHz : max ≥ - 6
Caractéristiques mécaniques		
Dimensions (mm)	Hauteur : ≤ 200	Hauteur : ≤ 120
Masse (kg)	≤ 1.2	≤ 1.5
Profil pour limiter la trainée	Aérodynamique	Aérodynamique

Résumé du cahier des charges du projet MISTRAL.

Résumé des chapitres

Cette thèse est organisée en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons les limites du facteur de qualité pour des dipôles chargés par des MMD pour les deux modes de rayonnement TE (dipôles magnétiques) et TM (dipôles électriques) avec et sans pertes. Nous discutons de l'avantage et l'inconvénient de chaque configuration pour atteindre un Q minimal lorsque $ka \ll 1$ dans le but de faciliter l'adaptation des antennes électriquement petites à une large bande passante. Ensuite, des exemples de l'état de l'art sur la miniaturisation d'antennes par les MMD, et sur les différents types d'antennes utilisés dans les systèmes aéroportés, sont présentés dans ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre, un modèle de l'antenne monopole large bande insérée dans un MMD a été proposé et validé. Un circuit équivalent multi résonant de l'antenne monopole large bande dans l'air a été développé, qui utilise l'impédance d'entrée simulée ou mesurée de l'antenne. Puis, à partir du circuit équivalent de l'antenne dans

l'air et des caractéristiques du MMD utilisé, un nouveau circuit équivalent de l'antenne insérée dans un matériau de dimensions infinies sans et avec des pertes a été développé. Enfin, une méthode pour modéliser l'antenne insérée dans un matériau de dimensions finies a été proposée en déterminant analytiquement les caractéristiques effectives du MMD.

Dans le troisième chapitre, l'effet du MMD développé au Lab-STICC sur la miniaturisation d'antennes monopoles planaires larges bandes a été étudié montrant qu'il suffit de recouvrir les régions de l'antenne où l'intensité des courants de surface est maximale afin d'obtenir un taux de miniaturisation optimum. Ensuite, une nouvelle géométrie du monopole planaire utilisant des fentes a été proposée afin d'augmenter l'effet magnétique du MMD pour obtenir un taux de miniaturisation élevé. Puis, la géométrie du MMD a été optimisée par une étude paramétrique pour réduire son volume nécessaire significativement, et pour dépasser une contrainte mécanique liée à l'épaisseur métallique de l'antenne, tout en gardant son effet sur la miniaturisation d'antennes. Enfin, les antennes miniaturisées par le MMD ont été adaptées par un circuit passif d'adaptation large bande, et les résultats ont été validés par les mesures.

Dans le quatrième chapitre, les performances d'agilité en fréquence d'antennes monopoles chargées par un MMD de perméabilité accordable ont été étudiées. Ensuite, une nouvelle structure d'antenne monopole repliée a été proposée afin de réduire la taille de l'antenne en gardant ses performances d'agilité.

Chapitre 1

Antennes miniatures : limites fondamentales et état de l'art

1.1. Introduction

Dans ce chapitre nous présentons l'état de l'art des différents sujets liés à la miniaturisation d'antennes par les Matériaux Magnéto-Diélectrique (MMD). Nous rappelons d'abord la définition des Antennes Electriquement Petites (AEP), leurs performances, et leurs limites à travers le facteur de qualité (la bande passante) dans l'air et dans les MMD. Nous considérons dans cette partie que l'antenne ne fonctionne que sur un seul caractéristique TE (transverse électrique ≡ antenne magnétique) ou TM (transverse magnétique ≡ antenne électrique) fondamental ; TE_{01} ou TM_{01}.

Ensuite, nous présentons les différentes études effectuées dans l'état de l'art sur la miniaturisation d'antennes par les MMD. Enfin, les différents types d'antennes utilisés dans les systèmes aéroportés seront exposés. Nous comparons leurs performances et leurs dimensions et montrons l'intérêt de la miniaturisation de ces antennes.

1.2. Antennes miniatures

1.2.1. Définition des antennes miniatures

Selon les travaux de Wheeler, une Antenne est dite Electriquement Petite (AEP) si sa dimension maximale est inférieure à $\lambda/2\pi$. Cette valeur est communément nommée la « Radian Sphère ». Elle correspond donc à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne, et le champ lointain où celle-ci est propagée.

Cette définition est équivalente au fait de dire qu'une antenne est électriquement petite si elle satisfait la condition suivante [1]:

$$ka \leq 1 \Rightarrow a < \frac{\lambda}{2\pi} \approx \frac{\lambda}{6} \qquad 1\text{-}1$$

Où a est le rayon d'une sphère entourant l'antenne et $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde (λ est la longueur d'onde), comme illustré sur la Figure 1-1.

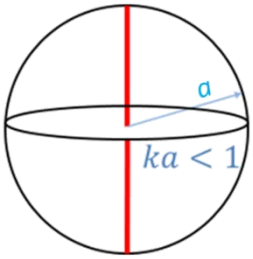
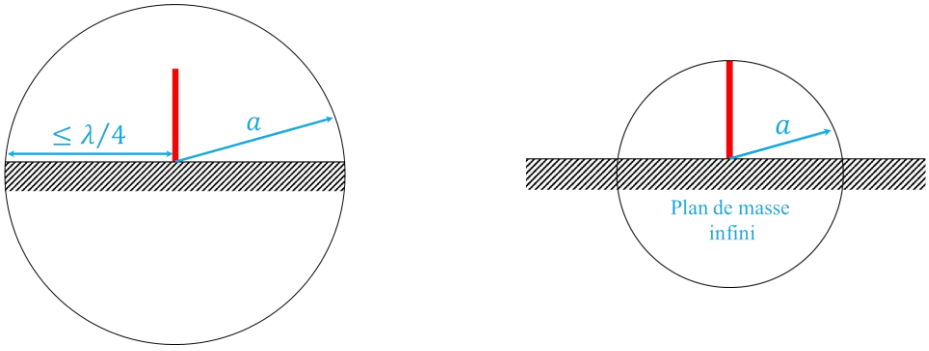


Figure 1-1 Sphère de Wheeler englobant une AEP

Pour une antenne monopole placée sur un plan de masse circulaire de rayon inférieur ou égal à $\lambda/4$, on détermine le rayon de la sphère en considérant le diamètre du plan de masse (Figure 1-2 a). Lorsque l'antenne est placée sur un plan de masse infini, le rayon a dépend uniquement de la taille de l'antenne (Figure 1-2 b).



(a) (b)

Figure 1-2 Antenne monopole placée sur un plan de masse (a) d'un rayon $\leq \lambda/4$, ou (b) infini.

1.2.2. Performances des antennes miniatures

1.2.2.1. Problème d'adaptation

L'adaptation parfaite des antennes miniatures à la charge de 50 Ω est difficile à concevoir en raison de ses caractéristiques d'impédance ; en effet, l'impédance d'entrée d'une petite antenne dipolaire électrique ou magnétique est hautement capacitive ou inductive, respectivement, tandis que sa résistance est très faible.

Dans le plupart des cas des antennes miniatures, un transformateur est nécessaire pour adapter la résistance très faible de l'antenne à la charge de 50 Ω, d'autre part, cela ajoute des pertes supplémentaires ce qui provoque une diminution de l'efficacité du rayonnement. Obtenir de bonnes conditions d'adaptation est un problème critique dans les antennes miniatures : en pratique, plus l'antenne est petite, plus l'adaptation à la charge de 50 Ω est difficile, et il y a souvent des cas où l'adaptation est impossible [2].

1.2.2.2. Efficacité et Gain

L'efficacité du rayonnement est le rapport entre la puissance rayonnée P_r et la puissance totale acceptée P_t. P_t est la somme de P_r et de la puissance dissipée P_L dans l'antenne (pertes). Ces pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série de pertes R_L qui inclut les pertes dans la structure d'antenne (R_{La}) et dans le circuit d'adaptation (R_{Lc}). L'efficacité de rayonnement η_r est donnée par :

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_t} = \frac{P_r}{P_r + P_L} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \qquad 1\text{-}2$$

Où R_r est la résistance du rayonnement de l'antenne.

En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique ka de l'antenne diminue, R_r diminue et R_{pertes} devient le terme dominant dans l'équation (1-2). La diminution de l'efficacité pour des $ka \ll 1$ est due principalement aux pertes par conduction et aux pertes diélectrique/magnétique.

Le gain réalisé G d'une antenne prend en compte les pertes par désadaptation de l'antenne est lié à son efficacité et au facteur d'adaptation. Il est égale à:

$$G = \eta_r DM \qquad 1\text{-}3$$

Où D est la directivité, M représente les pertes par désadaptation ($M = 1 - |S_{11}|^2$).

En pratique, M peut prendre des valeurs très inférieures à l'unité, quand les dimensions de l'antenne sont réduites. La réduction de gain due à une mauvaise adaptation se produit dans nombreux cas avec une mauvaise conception des antennes miniatures, et des techniques de conception spécifiques sont nécessaires pour éviter la dégradation des performances de l'antenne en raison de sa désadaptation.

1.2.3. Facteur de qualité de rayonnement minimal Q_r

Il a été généralement accepté que pour une antenne amenée à la résonnance en lui associant un circuit d'adaptation sans pertes de manière à rendre réelle l'impédance d'entrée, on définit le facteur de qualité de rayonnement Q_r par la relation [1] :

$$Q_r = \omega \frac{W}{P_r} \qquad 1\text{-}4$$

Avec $W = W_e + W_m$ est l'énergie électrique et magnétique moyenne emmagasiné dans la zone du champ proche autour de l'antenne. P est la puissance rayonnée.

Le facteur Q_r des antennes miniatures représente une limite fondamentale de la bande passante. Dans la suite nous présentons les limites de ce facteur pour les antennes dans l'air et dans les différents milieux diélectrique et magnétique.

1.2.3.1. Limite du facteur de qualité dans l'air

L'étude menée par Chu [3] à partir du développement des champs en modes sphériques, a permis de calculer une expression approchée du facteur de qualité de rayonnement Q_r correspondant à la valeur minimale possible pour toute antenne contenue dans une sphère avec $ka < 1$. En effet, toute énergie stockée à l'intérieur de cette sphère ne ferait qu'augmenter ce facteur. Après ces travaux pionniers de Chu, de nombreux scientifiques ont contribué à l'évaluation du facteur Q_r des antennes miniatures.

Donc, Le facteur Q_r a été déterminé par :

$$Q_{r,Chu} = \frac{1}{(k_0 a)^3} + \frac{1}{k_0 a} \qquad 1\text{-}5$$

Cette expression permet de déduire que les AEP ont des facteurs de qualité élevés ce qui limite par conséquent leur bande passante.

Des formules pratiques pour le facteur Q_r de tous les modes ont été fournies par Collin et Rothschild [4] et développées par Fante [5] et McLean. Pour les trois premiers modes :

$$Q_{r,1} = \frac{1}{k_0 a} + \frac{1}{(k_0 a)^3} \qquad 1\text{-}6$$

$$Q_{r,2} = \frac{2}{k_0 a} + \frac{6}{(k_0 a)^3} + \frac{18}{(k_0 a)^5} \qquad 1\text{-}7$$

$$Q_{r,3} = \frac{6}{k_0 a} + \frac{21}{(k_0 a)^3} + \frac{135}{(k_0 a)^5} + \frac{675}{(k_0 a)^7} \qquad 1\text{-}8$$

Ces modes sont illustrés sur la Figure 1-3 en fonction de $k_0 a$, on observe que le Q_r augmente très rapidement dès que l'antenne devient électriquement petite (EP) ($k_0 a \ll 1$).

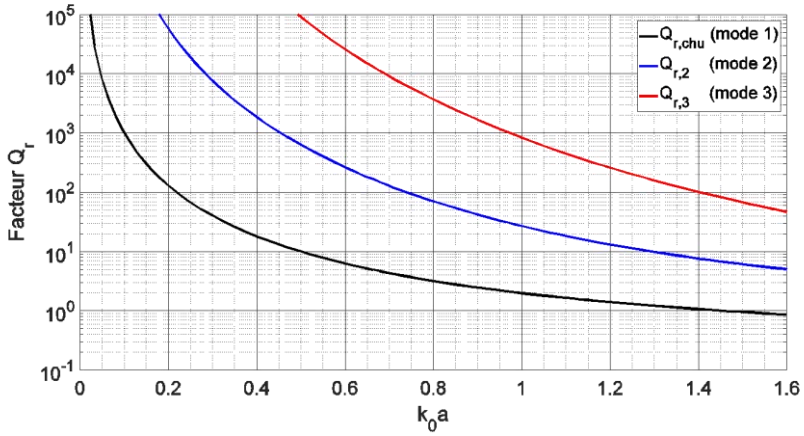


Figure 1-3 Facteurs de qualité pour les trois premiers modes TE_{n0} et TM_{n0}, en incluant l'énergie stockée uniquement en dehors de la sphère du rayon *a*.

Toute antenne contenue dans une sphère de rayon a aura un stockage d'énergie supplémentaire à l'intérieur de la sphère environnante et aura par conséquent un facteur Q_r plus élevé. Ainsi, le facteur Q_r de Chu est une limite inférieure de toutes les antennes sans perte.

Thal [6], [7] a étendu l'analyse de Chu pour donner des limites pratiques de Q_r pour des dipôles électriques et magnétiques. Il considère une distribution du courant à la surface de la sphère de Chu et modélise par un circuit équivalent l'énergie qui y est

stockée à l'intérieur de la sphère. Les expressions développées par Thal sont les suivantes :

$$TM_{10}: \quad Q_{r,Thal} = \frac{1}{\sqrt{2}ka} + \frac{1.5}{(ka)^3} \qquad 1\text{-}9$$

$$TE_{10}: \quad Q_{r,Thal} = \frac{3}{ka} + \frac{3}{(ka)^3} \qquad 1\text{-}10$$

La Figure 1-4 compare les limites de Q_r de Chu et de Thal, et montre les valeurs les plus élevées de $Q_{r,Thal}$ en prenant en compte l'énergie stockée à l'intérieur de la sphère du rayon a englobant l'antenne. Thal [7] a montré que le facteur Q_r de l'antenne qui rayonne le mode TM_{10} est 1.5 fois plus grand que $Q_{r,chu}$, tandis que le facteur Q_r de l'antenne qui rayonne le mode TE_{10} est 3 fois plus grand que $Q_{r,chu}$.

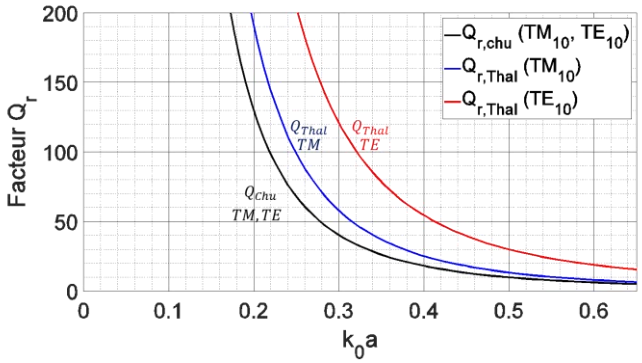


Figure 1-4 Limites de Q_r pour les premièrs modes TM et TE.

Yaghjian et Best [8] présentent des calculs du facteur de qualité de manière exacte pour n'importe quelle forme d'antenne en fonction d'impédances:

$$Q_{r,Z}(\omega) = \frac{\omega}{2R(\omega)}|Z'(\omega)| = \frac{\omega}{2R(\omega)}\sqrt{[R'(\omega)]^2 + [X'(\omega) + |X(\omega)|/\omega]^2} \qquad 1\text{-}11$$

Avec

R : Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne.

$Z^{'}$: Dérivée de l'impédance d'entrée de l'antenne.

ω : Pulsation de l'antenne.

Ainsi, grâce à cette formule, nous calculons dans les chapitres suivants le facteur de qualité des antennes développées à partir de leur impédance d'entrée.

1.2.3.2. Limite du facteur de qualité dans les matériaux magnéto-diélectriques (MDM)

- **Modes TE_{n0} (dipôles magnétiques)**

On suppose que la sphère englobant l'antenne est remplie d'un Matériau Magnéto-Diélectrique (MMD) qui présente une permittivité et une perméabilité supérieures à celles de l'espace libre ($\varepsilon_r, \mu_r > 1$), Le facteur de qualité dans ce cas a été étudié par Kim [9]–[11] en montrant qu'un facteur Q_r approchant de la limite de Chu peut être réalisé lorsque la perméabilité du MMD est élevée.

Considérons l'excitation du mode principale TE_{10} et supposons que l'intérieur de la sphère soit rempli par un MMD, homogène et sans pertes. Les champs électriques et magnétiques, généralement représentés avec les fonctions de Hankel seront remplacées par les fonctions de Bessel sphériques, et k_0 par $k = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}\, k_0$, ε_0 par $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$ et μ_0 par $\mu = \mu_r \mu_0$. Il démontre qu'en raison de l'énergie stocké, une nouvelle limite du facteur Q_r total du mode TE_{10} est donnée par :

$$Q_{r,1,MMD}^{TE} = Q_{r,Chu} + \Delta Q_{r,1}^{TE}$$

$$= \left\{ 1 + \frac{2}{\mu_r} \frac{\left[(ka)^4/4 - ((ka)^3 \sin 2ka)/8 - \left((ka)^2 cos^2(ka)\right)/2 + (ka \sin 2ka)/2 - (sin^2(ka))/2\right]}{\left[(ka)^2 cos^2(ka) - ka \sin 2ka + sin^2(ka)\right]} \right\} Q_{r,chu}$$

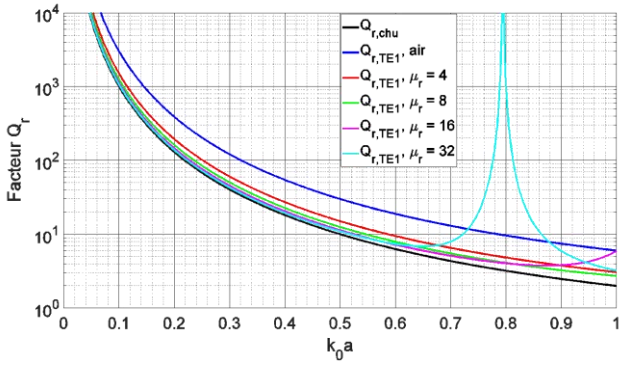
1-12

Pour un milieu purement magnétique, nous observons sur la Figure 1-5 (a) que la contribution du facteur $\Delta Q_{r,1}^{TE}$ (énergie stockée à l'intérieur de la sphère) au facteur Q_r total de l'antenne est très faible. Ce terme continue à diminuer pour les valeurs élevées de la perméabilité. Malgré cet effet de la perméabilité remplacé par le MMD, c'est difficile d'atteindre les valeurs minimales de Q_r quand la perméabilité est élevée à cause des résonances de cavité du MMD, comme c'est montré dans le cas μ_r = 32 (Figure 1-5, a). Ceci limitera donc le facteur Q_r minimum sur les petites valeurs de $k_0 a$. A la résonance de la cavité, l'énergie stockée se trouve entièrement à l'intérieur de la sphère englobant l'antenne, ce qui conduit à un facteur Q_r infini [9].

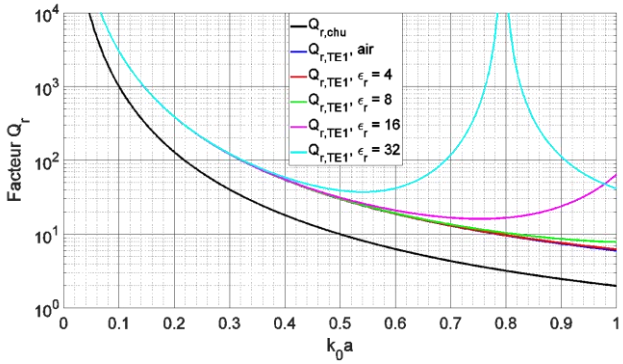
Les résultats ci-dessus confirment également le coefficient de qualité donné il y a de nombreuses années par Wheeler [12] :

$$Q_r = \left(1 + \frac{2}{\mu_r}\right) \times \frac{1}{(k_0 a)^3} \qquad 1\text{-}13$$

Pour le milieu purement diélectrique, nous observons sur la Figure 1-5 (b) qu'en augmentant la permittivité, le facteur Q_r garde les mêmes valeurs que celui de l'antenne dans l'air. Ceci nous laisse conclure que l'énergie électrique stockée dans le cas d'un dipôle magnétique est très faible. Par contre, nous remarquons aussi que pour des valeurs élevées de ε_r, le facteur Q_r tend vers l'infini qui est dû à la résonance de la cavité.



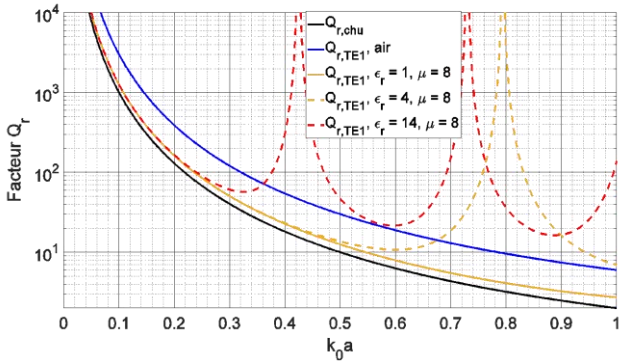
(a)



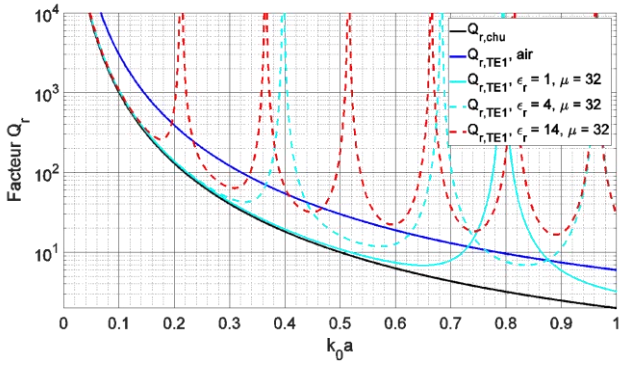
(b)

Figure 1-5 Limite du facteur de qualité pour une antenne dipôle magnétique dans l'air et avec une sphère des milieux (a) magnétiques ($\varepsilon_r = 1$) : μ_r=4, 8, 16, 32 et (a) diélectriques ($\mu_r = 1$) : ε_r=4, 8, 16, 32.

Pour un MMD ($\varepsilon_r \neq 1, \mu_r \neq 1$) (Figure 1-6), on peut également noter que le terme ΔQ_r est faible (l'énergie électromagnétique stockée à l'intérieur de la sphère est faible) grâce à la présence de μ_r sauf autour des résonances de la cavité sphérique.



(a)



(b)

Figure 1-6 Limite du facteur de qualité pour une antenne dipôle magnétique dans l'air et entouré par un MMD sphérique : (a) $\mu_r = 8$, ε_r=1, 4, 14 et (b) $\mu_r = 32$, ε_r=1, 4, 14.

- **Modes TM_{n0} (dipôles électriques)**

Le cas d'une antenne dipôle électrique entourée par une sphère remplie d'un MMD a été étudié par Hansen et Collin [13]. Pour les modes TM_{n0}, l'énergie externe stockée est donnée par une expression similaire à celle donnée pour les modes TE_{n0}, car les modes TM_{n0} sont le dual des modes TE_{n0}. Ainsi, l'énergie stockée externe conduit à la même contribution au facteur Q_r que celle donnée pour les modes TE_{n0}. Par conséquent, uniquement la contribution supplémentaire de l'énergie stockée interne à Q_r total doit être évaluée. La nouvelle limite de Q_r pour le mode principal a été déterminé par l'équation suivante :

$$Q_{r,1,MMD}^{TM} = Q_{r,Chu} + \Delta Q_{r,1}^{TM}$$

$$\Delta Q_{r,1}^{TM} = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\mu_r}}\left[\frac{\rho^4(1+\rho_0^4-\rho_0^2)}{\rho_0^4\left[\rho^2 cos^2(\rho)+(1-\rho^2)^2 sin^2(\rho)-\rho(1-\rho^2)\sin(2\rho)\right]}\right] \times \left[\frac{\rho}{2}-\frac{sin^2(\rho)}{\rho^3}+\frac{(4\rho-\rho^3)\sin(2\rho)}{4\rho^3}-\frac{cos^2(\rho)}{\rho}\right] \quad 1\text{-}14$$

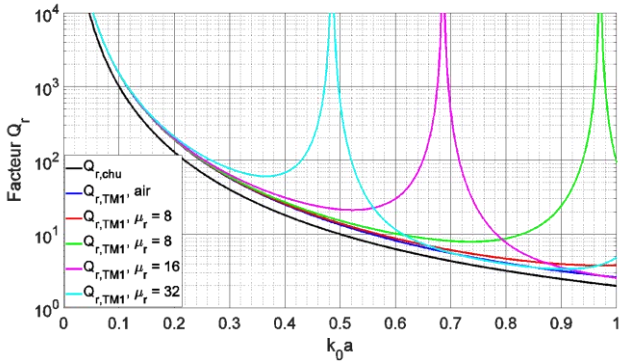
Où $\rho_0 = k_0 a$ et $\rho = ka$.

De la même manière que dans le cas précèdent, nous appliquons l'équation 1-14 en fonction de $k_0 a$ dans l'air ($\varepsilon_r = 1, \mu_r = 1$) et dans les milieux purement magnétiques : μ_r = 4, 8, 16 et 32 (Figure 1-5, a), et purement diélectrique : ε_r = 4, 8, 16 et 32 (Figure 1-5, b). Nous observons sur la Figure 1-7 que dans l'air et pour les valeurs de $k_0 a < 0.5$, la nouvelle limite de $Q_{r,1}^{TM}$ est presque égale à 1,5 $Q_{r,Chu}$ et diminue à 1,34 $Q_{r,Chu}$ pour $k_0 a = 0.5$.

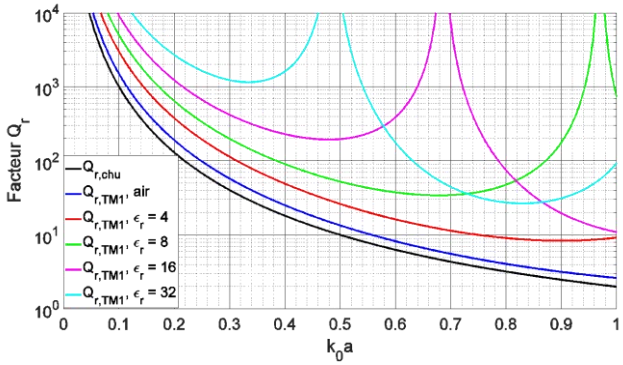
Pour le milieu magnétique, nous observons sur la Figure 1-5 (a) que la perméabilité relative a un peu d'effet sur le facteur Q_r. D'autre part, nous remarquons aussi que pour les perméabilités élevées, les résonances de cavité approchent aux valeurs petites de k_0

a. Par ailleurs, pour le milieu diélectrique, nous observons sur la Figure 1-5 (b) que en augmentant la permittivité, le milieu stocke plus de l'énergie électrique et par conséquent le facteur Q_r augmente avec la permittivité relative. Un comportement similaire de résonances de cavité peut être observé pour le milieu diélectrique.

Donc, le dipôle électrique dans l'air donne un facteur Q_r très proche du facteur minimal de Chu $Q_{r,Chu}$. Ainsi que pour un milieu purement magnétique des petites valeurs de k_0a.



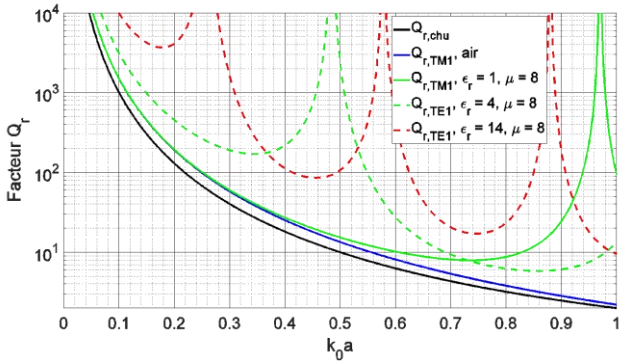
(a)



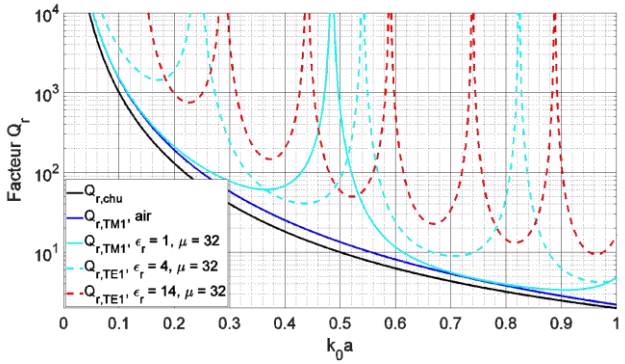
(b)

Figure 1-7 Limite du facteur de qualité pour une antenne dipôle électrique dans l'air et entourée par une sphère purement (a) magnétiques : μ_r=4, 8, 16, 32 et (a) diélectriques : ε_r=4, 8, 16, 32.

Par contre, pour un MMD ($\varepsilon_r \neq 1, \mu_r \neq 1$) (Figure 1-9), la présence de μ_r n'a pas un effet significatif pour limiter l'énergie électrique stockée dû à ε_r comme pour un dipôle magnétique.



(a)



(b)

Figure 1-8 Limite du facteur de qualité pour une antenne dipôle électrique dans l'air et avec une sphère des MMD : (a) $\mu_r = 8$, ε_r=1, 4, 14 et (b) $\mu_r = 32$, ε_r=1, 4, 14.

- **Effet des pertes**

Comme les matériaux physiques possèdent des pertes, l'utilisation du MMD conduit par conséquent à la diminution de l'efficacité de l'antenne. La réduction du Q_r entraîne une augmentation de la bande passante, ce qui est normalement un effet souhaitable, par contre elle entraîne une diminution de l'efficacité du rayonnement.

On exprime l'efficacité de rayonnement par la relation :

$$\eta_r = \frac{1}{1 + e_r} \qquad 1\text{-}15$$

avec

$$e_r = \frac{P_L}{P_r} \qquad 1\text{-}16$$

Où

P_r : Puissance moyenne rayonnée.

P_L : Pertes totales dans le matériau.

En présence des pertes on exprime le facteur de qualité :

$$Q = \eta_r \times Q_r \qquad 1\text{-}17$$

Où Q représente le facteur de qualité total.

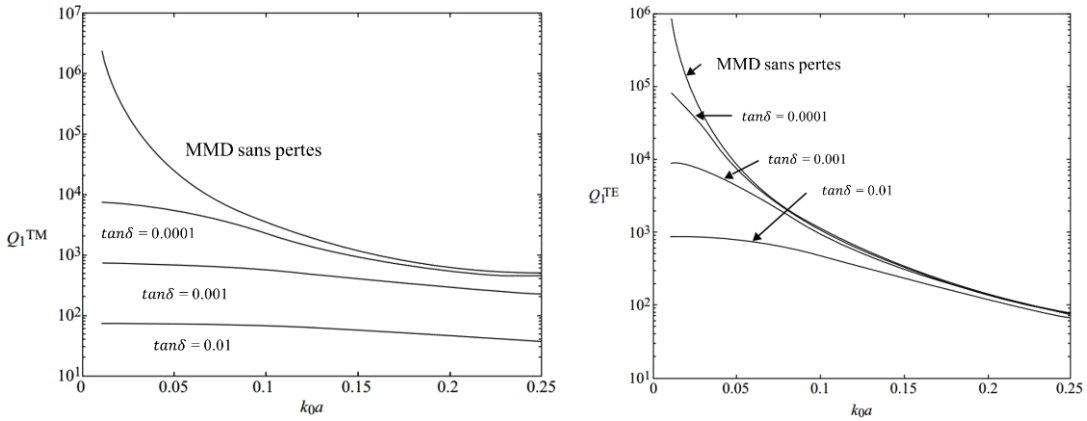
D'où

$$e_r = \frac{Q_r}{Q} - 1 \qquad 1\text{-}18$$

Lorsque : $Q_r = Q \quad \Longrightarrow \quad e_r = 0$ (pertes négligeables)

$$Q_r \gg Q \quad \Longrightarrow \quad e_r \gg 1$$ (Pertes importantes = faible efficacité de rayonnement)

La Figure 1-9 donne les valeurs du facteur Q en fonction de k_0a pour une sphère du MMD d'une permittivité de 4 et une perméabilité de 16, et pour plusieurs valeurs des pertes : $\tan\delta_\varepsilon = \tan\delta_\mu = 0.01, 0.001\ et\ 0.0001$. Nous observons que les valeurs du Q diminuent en augmentant les pertes.



(a) (b)

Figure 1-9 Limite du facteur de qualité pour un dipôle sphérique dans le MMD : $\varepsilon_r = 4$ et $\mu_r = 16$, pour les tangentes de pertes $tan\delta_\varepsilon = tan\delta_\mu = 0.01, 0.001\ et\ 0.0001$, et les modes de rayonnement (a) TM_{10} et (b) TE_{10}.

On constate que $\left.\frac{Q_r}{Q}\right|_{TM} > \left.\frac{Q_r}{Q}\right|_{TE}$ ce qui conduit à $e_{r,TM} > e_{r,TE}$.

1.2.4. Conclusion

Les limites de la bande passante sont étudiées par le comportement du facteur de qualité Q_r de l'antenne dans les différents milieux ; dans l'air et dans les milieux diélectriques, magnétiques et magnéto-diélectriques. Le facteur Q_r dépend des caractéristiques du milieu. Pour les dipôles électriques (modes TM_{n0}), la partie diélectrique du MMD ($\varepsilon_r > 1$) augmente le facteur de qualité et ne permet donc pas d'augmenter la bande passante du dipôle, tandis que la partie magnétique ($\mu_r > 1$) n'a pas d'effet sur la limite de Q_r. D'autre part, pour les dipôles magnétiques (modes TE_{n0}), la partie magnétique du MMD ($\mu_r > 1$) provoque une diminution importante de la limite du facteur de qualité qui approche dans ce cas au $Q_{r,Chu}$, sans effet remarquable pour la partie diélectrique du MMD ($\varepsilon_r > 1$). De plus, l'augmentation des caractéristiques du MMD (ε_r, μ_r) pour les deux modes de rayonnement TE et TM, provoque une limitation du Q_r sur les petites valeurs de k_0a à cause des résonances de la cavité sphérique. En conclusion, pour un dipôle électrique le facteur Q_r est minimal lorsque $\mu_r \gg \varepsilon_r$.

1.3. Miniaturisation d'antennes par des matériaux magnéto-diélectriques (MMD)

Il est maintenant bien établi que la miniaturisation des antennes est une histoire de compromis entre la taille et les performances de l'antenne associées au gain, l'efficacité du rayonnement et la bande passante. Plusieurs techniques ont été utilisées pour réduire la taille physique des antennes [14]–[23]. Ces techniques de miniaturisation ont été classées en deux groupes. La première catégorie modifie la topologie de l'élément rayonnant [14]–[16], comme l'augmentation de la longueur électrique du trajet de courant. Ces techniques sont faciles à fabriquer et abordables pour les applications industrielles. Cependant, elles ont certains inconvénients, telles que la détérioration du diagramme de rayonnement de l'antenne due au changement de géométrie de l'élément rayonnant [3]. En général, ces techniques réduisent la largeur de la bande passante de l'antenne à cause de la nouvelle résonance créée le long du nouveau trajet prolongé du courant.

Dans la deuxième catégorie, plusieurs recherches ont concentrées sur l'optimisation du substrat utilisé avec l'antenne au lieu de sa géométrie [17]–[19], [23]. Les matériaux diélectriques à permittivité élevée sont fréquemment utilisés comme substrat pour miniaturiser l'antenne en ralentissant l'onde confinée à l'intérieur du substrat [23]–[25]. cependant, ce confinement des ondes provoque une augmentation du facteur de qualité (bande passante étroite), et une réduction de l'efficacité de rayonnement causée par une concentration d'énergie élevée autour d'une région de haute permittivité dans le cas d'une antenne imprimée (patch) ceci conduira à augmenter l'impédance du bord du patch, créant ainsi des difficultés d'adaptation d'impédance d'entrée de l'antenne [23], [26], [27]. Par conséquent, l'utilisation de matériaux diélectriques à permittivité élevée est souvent limitée aux antennes fonctionnant sur une bande de fréquence étroite (GPS et Bluetooth). Les faiblesses des matériaux diélectriques à permittivité élevée peuvent être surmontées en utilisant des matériaux magnéto-diélectriques (MMD) qui permettent de miniaturiser la taille d'antenne avec des performances améliorées en comparant avec les matériaux diélectriques.

- **Pourquoi MMD ?**

L'utilisation de MMD qui ont une permittivité et une perméabilité relatives supérieures à l'unité est attractif pour réduire la taille de l'antenne et offrir des avantages en termes de performances [17], [19], [27]–[30].

La limitation de la bande passante mentionnée ci-dessus de l'antenne microruban imprimée sur un substrat diélectrique peut être évité par l'utilisation d'un substrat de MMD ; la longueur d'onde est donnée par :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \qquad 1\text{-}19$$

Où λ_0 est la longueur d'onde de l'espace libre. Comme on peut le voir dans le dénominateur, la miniaturisation de l'antenne (réduction de la fréquence) peut être obtenue en contrôlant ε_r et μ_r. Pour montrer l'avantage d'utiliser les MMD au niveau de la largeur de la bande passante de l'antenne microruban, nous référons à l'équation suivante de Hansen [26]:

$$BW = \frac{96\sqrt{\mu_r/\varepsilon_r}\,(t/\lambda_0)}{\sqrt{2}(4 + 17\sqrt{\varepsilon_r\mu_r})} \qquad 1\text{-}20$$

Qui donne la bande passante de l'antenne avec un substrat de MMD, où t est l'épaisseur du substrat. Elle montre que la bande passante diminue quand ε_r augmente, par contre la bande passante augmente avec $\mu_r \gg \varepsilon_r$.

- **Problème du MMD**

Le MDD est un ferrite de type céramique partiellement dense. Pour maximiser les avantages des MMD pour la miniaturisation des antennes, Les MMD doivent avoir une perméabilité élevée avec une faible perte magnétique à la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Cependant, c'est difficile car l'augmentation de la perméabilité conduit généralement à des pertes magnétiques plus élevées [31].

Selon la loi de Snoek, la perméabilité initiale d'un MMD est inversement proportionnelle à sa fréquence de résonance [32] :

$$\mu_i \propto \frac{1}{f_r} \qquad 1\text{-}21$$

Où μ_i est la perméabilité initiale et f_r est la fréquence de résonance du matériau. La perméabilité relative du MMD diminue considérablement et la tangente de perte magnétique augmente près de la fréquence de résonance du matériau. Lorsque la fréquence de résonance du matériau augmente, la perméabilité initiale diminue et vice versa. La perte magnétique augmente avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement pour être maximale à la fréquence de résonance du matériau.

1.3.1. Remplissage d'antenne par les matériaux

L'effet du remplissage du matériau, partiel ou complet, sur les performances de l'antenne dépend des distributions de champs électrique et magnétique dans les antennes. Seulement un positionnement correct des matériaux peut permettre d'obtenir des performances souhaitées de l'antenne chargée par ces matériaux.

Ensuite, nous résumons les étapes nécessaires à la conception efficace d'une antenne miniaturisée chargée par des matériaux :

1. **Identifier les champs ou courants rayonnants :** Par exemple, dans le cas d'antennes patch, la majeure partie du rayonnement est produite par les champs électriques aux extrémités ouvertes du patch. Le courant de surface dû au champ

magnétique est annulé par le courant d'image sous le plan de masse, mais le courant magnétique équivalent provoqué par le champ électrique est doublé.

2. **Déterminer les champs contribuant principalement à l'énergie stockée** : Si le champ électrique ou magnétique ne contribue pas au rayonnement, il est possible d'utiliser des matériaux diélectriques ou magnétiques, respectivement, pour concentrer l'énergie de ces champs dans les matériaux et augmenter la longueur d'onde de résonance, c'est-à-dire miniaturiser l'antenne.
3. **Appliquez le remplissage de matériaux au bon endroit de l'antenne :** Si possible, il est préféré d'utiliser le matériau de remplissage uniquement à l'endroit où il a l'effet désiré. Il n'est pas nécessaire d'utiliser du remplissage diélectrique ou magnétique dans les endroits où il n'y a pas de champs électriques ou magnétiques, respectivement.

Les MMD ont les deux réponses magnétiques et diélectriques. Si par exemple nous utilisons le MMD dans une position avec un champ magnétique puissant mais un champ électrique faible, nous n'utilisons dans ce cas que les propriétés magnétiques du MMD. Alors selon le type d'antenne, nous pouvons estimer les caractéristiques, la position et les dimensions du MMD souhaité.

1.3.2. Etat de l'art récent d'antennes miniaturisées par des MMD

Dans cette section, nous présentons plusieurs études de l'état de l'art de la miniaturisation des antennes par l'utilisation des MMD, avec un remplissage souvent partiel pour les MMD. Dans toutes ces études, les performances de l'antenne miniaturisée par le MMD ont été comparées avec celles de l'antenne miniaturisée par un matériau diélectrique équivalent ramenant l'antenne à la même fréquence de résonance. Les antennes sont de types PIFA méandres ou non, placées sur un PCB.

1.3.2.1. Exemple 1 [33]

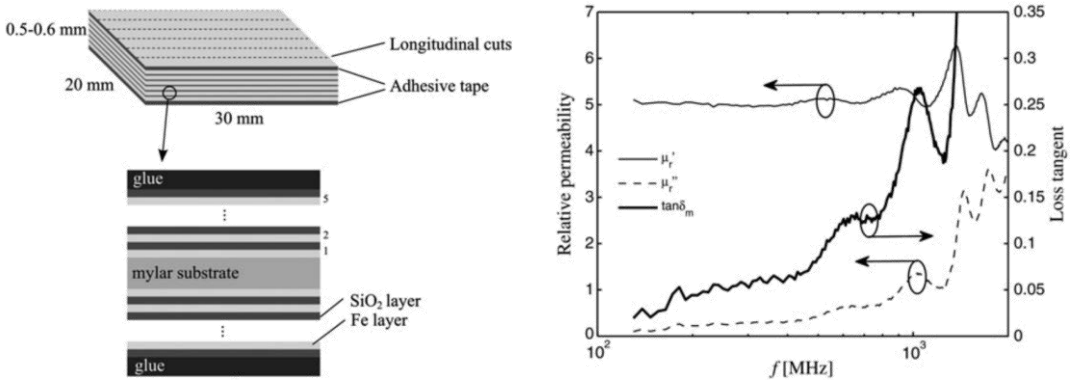
Dans cette étude, une antenne PIFA méandre a été miniaturisée en la couvrant partiellement par un MMD. La position du MMD dans l'antenne a été étudiée et comparée avec une antenne chargée par un matériau diélectrique commercial à la même fréquence de résonance, utilisant le facteur de qualité de rayonnement comme une figure de mérite. Il est montré que pour bénéficier du MMD au niveau du facteur de qualité, il faut bien choisir la position du matériau selon la distribution du champ magnétique dans l'antenne.

- **MMD utilisé**

Le MMD utilisé dans cette étude est composé du substrat de mylar et des films Fe-SiO_2 multicouches [34]–[36]. En utilisant cette technologie, la réponse magnétique peut être obtenue aux hyperfréquences sans pertes élevées. La perméabilité et les pertes de matériaux associées peuvent être contrôlées en modifiant la fraction volumique des films dans le matériau. Avec cette technologie ; des échantillons magnétiques de taille $30 \times 20 \times 0.5$ mm^3 ont été fabriqués. Chaque échantillon était constitué de 28 films multicouches collés les uns aux autres. Chaque film comprend cinq couches Fe–N de

0.07 mm d'épaisseur sur les deux côtés du substrat mylar de 0.07 d'épaisseur, avec un total de dix couches. La structure de l'échantillon est illustrée sur la Figure 1-10 (a).

La perméabilité mesurée de l'échantillon est présentée sur la Figure 1-10 (b), dans la gamme de fréquence de 130 MHz–5 GHz. La perméabilité relative μ_r à 500 MHz est égale à 5.1, où la tangente des pertes magnétiques est égale à 0.08. La permittivité relative du matériau ε_r est de l'ordre de 2.4 avec une tangente de pertes diélectrique d'environ 0.01.

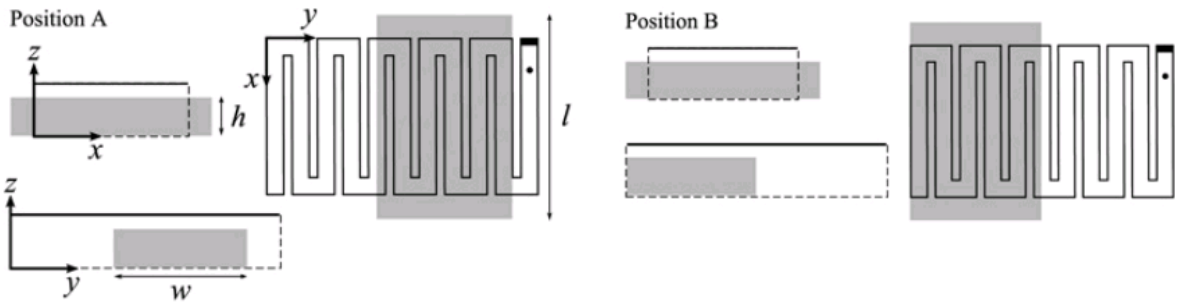


(a) (b)

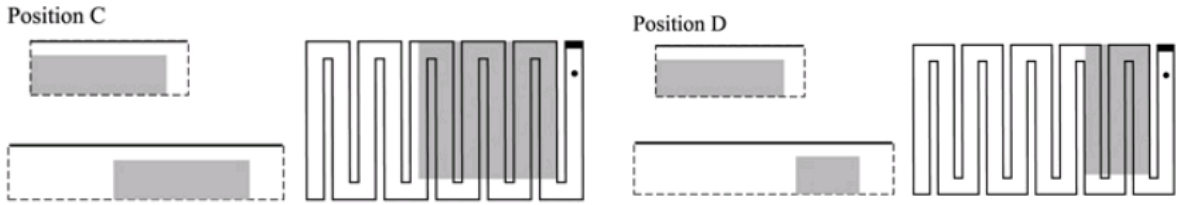
Figure 1-10 (a) échantillon du MMD. (b) Spectres d'analyse réseau du MMD dans la bande 100 MHz – 6 GHz.

- **Résultats d'antenne chargée par le MMD**

L'antenne dans l'air a été d'abord mesurée. La fréquence de résonance était f_0 = 611.6 MHz, avec l'efficacité de rayonnement η_r = 84.1 %. Ensuite, l'antenne chargée partiellement par MMD a été mesurée pour plusieurs positions du matériau ; A, B, C et D (Figure 1-11). Pour chaque position les performances de l'antenne ont été comparées avec celles de l'antenne chargée par le matériau diélectrique de référence Rogers RT/duroid 6002 qui a une permittivité de 2.94 et une tangente de perte de 0.0012, positionné pour obtenir la même fréquence de résonance.



(a) **(b)**



(c) **(d)**

Figure 1-11 Positions (a) A, (b) B, (c) C et (d) D du MMD par rapport à l'antenne.

Les résultats de mesures des efficacités de rayonnement et des facteurs de qualité de l'antenne chargée par le MMD dans les quatre positions, et de celle chargée par le matériau diélectrique, sont rapportés sur le Tableau 1-1.

Position	$f_0(MHz)$	Avec pertes				Sans pertes		
		Q^{MMD}	Q^{diel}	η_r^{MMD}	η_r^{diel}	Q_r^{MMD}	Q_r^{diel}	Q_r^{rel}
A	555	23	31	0.55	0.74	41	42	1.02
B	521	30	40	0.46	0.6	66	61	0.93
C	559	24	31	0.62	0.75	39	41	1.04
D	584	20	22	0.73	0.82	28	27	0.98

Tableau 1-1 Résultats de l'antenne chargée par le MMD dans les positions A, B, C et D et par le matériau diélectrique de référence dans la position B

On remarque que le facteur de qualité relatif $Q_r^{rel} = Q_r^D / Q_r^{MMD}$ est légèrement > 1 ou < 1 suivant la position, ainsi que l'efficacité des antennes utilisant des MMD est plus faible par rapport à un matériau diélectrique de faibles pertes.

Il est clair que l'apport des MMD est très faible et l'usage d'un MMD d'une valeur de perméabilité plus élevée et plus faibles pertes est nécessaire pour obtenir un effet bénéfique au niveau de la miniaturisation des antennes et de l'amélioration de leur performance.

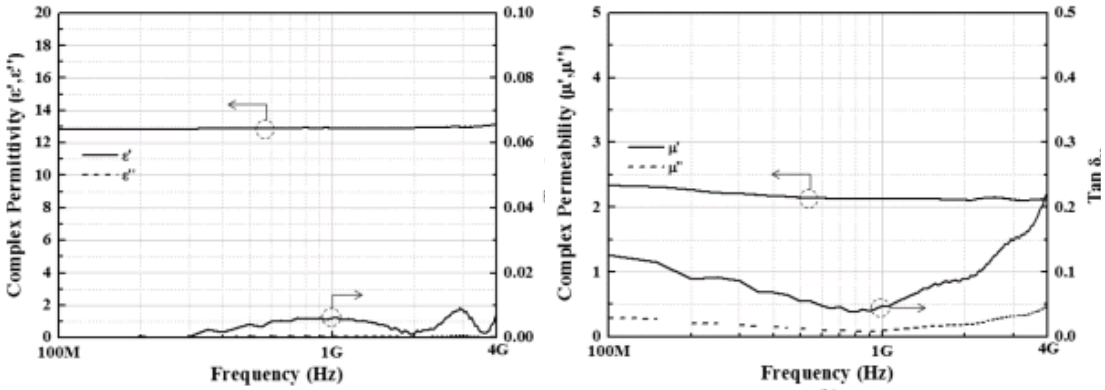
1.3.2.2. Exemple 2 [29]

Dans cette étude, une antenne inverted-F est miniaturisée par un substrat MMD en couvrant l'antenne totalement et partiellement. Les performances de l'antenne sont comparées avec des matériaux diélectriques de références. Dans la suite, le MMD utilisé est présenté, ensuite les résultats de l'antenne miniaturisée et la discussion.

- **MMD utilise**

La fréquence de résonance du matériau ferrite doit être supérieure à 2 GHz, avec une perméabilité élevée et faible perte pour l'application d'une antenne du téléphone cellulaire. Une ferrite hexagonale formées de BaO, Fe_2O_3 et MeO, où Me est un métal (typiquement Co, Cu, Fe, Mg, Ni, Zn ou des combinaisons) a été mélangé avec du Z_2O_2 et subit une calcination entre 1000° et 1300° C.

La permittivité et la perméabilité mesurées sont d'environ 13 et 2,2 comme illustré sur la Figure 1-12. 1. $tan\delta_\varepsilon$ est négligeable dans la bande de fréquences mesurée (< 0.01). Tandis que $tan\delta_\mu$ est > 0.1.



(a) **(b)**

Figure 1-12 (a) Permittivité et (b) perméabilité du MMD dans la bande 100 MHz – 4 GHz.

- **Résultats d'antenne chargée par le MMD**

Le MMD a été testé pour plusieurs positions sur l'antenne selon la distribution de champs ; proche de la région de la source où le champ magnétique est dominant (Figure 1-13 b), et au centre de l'antenne où l'intensité du champ électrique est plus élevée en comparant avec la région proche de la source (Figure 1-13 c). Pour chaque position, les performances de l'antenne ont été comparées avec celles de l'antenne chargée par des matériaux diélectriques de permittivités de 3, 13, 23 et 39 sur le Tableau 1-2. Dans ces deux cas les dimensions de l'antenne et du plan de masse sont 50 mm × 8 mm × 5 mm et 50 mm × 100 mm × 1 mm, respectivement.

Par exemple pour la position proche de la source (*Figure 1-13* b) ; nous remarquons sur le Tableau 1-2 que la fréquence de résonance est décalée un peu en augmentant la permittivité. Cependant, le MMD a décalé la fréquence de résonance considérablement en comparant avec les matériaux diélectriques, parce que le matériau magnétique est plus efficace proche de la source grâce au champ magnétique concentré dans cette région. Pour comparer la bande passante et l'efficacité moyenne dans la bande, les fréquences de résonance ont été ajustées à celles de ε_r= 3 en coupant les antennes par une distance ΔL. L'antenne MMD montre la bande passante la plus grande avec une efficacité moyenne diminuée à cause des pertes magnétiques.

(a) **(b)** **(c)**

Figure 1-13 (a) Antenne inverted-F simple chargée totalement par le MMD. (b) Antenne inverted-F simple chargée partiellement par le MMD, proche de la source. (c) Antenne inverted-F simple chargée partiellement par le MMD, au centre de l'antenne.

	Proche de la source			
	f_0 (MHz)	ΔL (mm)	BP (%)	η_t (%)
ε_r=3	1224	0	14.05	77.74
ε_r=13	1206	1	14.02	79.24
ε_r=23	1202	1	14.02	79.55
ε_r=39	1202	1	14.54	77.56
MD	1167	3	15.01	76.18

Tableau 1-2 Résultats des fréquences de résonnances, les bandes passantes et les efficacités moyennes dans la bande pour les antennes chargées totalement et partiellement par le MMD et les matériaux diélectriques

L'apport des MMD par rapport à un matériau diélectrique reste faible compte tenu du fait que μ_r et faible ($\varepsilon_r > \mu_r$) et les pertes des matériaux restent élevées. On peut noter dans cet article l'importance de la position des matériaux. En effet, le MMD est plus efficace lorsqu'il est positionné proche de la source et les matériaux diélectriques ont des effets dominants lorsqu'ils sont positionnés à l'extrémité de l'antenne.

1.3.2.3. Exemple 3 [37]

Dans cet exemple, une antenne PIFA méandre a été miniaturisée par un substrat MMD. La bande passante, l'efficacité et le gain de l'antenne sont comparés à la même fréquence de résonance pour plusieurs substrats (MMD, diélectrique à haute permittivité et FR4). Il est démontré que le MMD miniaturise l'antenne avec des performances meilleures en comparant avec le substrat diélectrique.

- **MMD utilisé**

Dans cette étude, le MMD est synthétisé en combinant nanoparticule de cobalt avec matrice de fluor polymère. La Figure 1-14 montre les caractéristiques mesurées du MMD dans la bande 100 MHz – 4 GHz ; la permittivité relative est $\varepsilon_r \approx 8$, qui est assez constante dans la gamme de fréquences, avec une tangente de perte diélectrique d'environ 0.004. La perméabilité relative est $\mu_r \approx 2$ à 1 GHz et diminue progressivement quand la fréquence augmente. La tangente de la perte magnétique, qui augmente avec la fréquence, est inférieure à 0.1 jusqu'à 1.2 GHz.

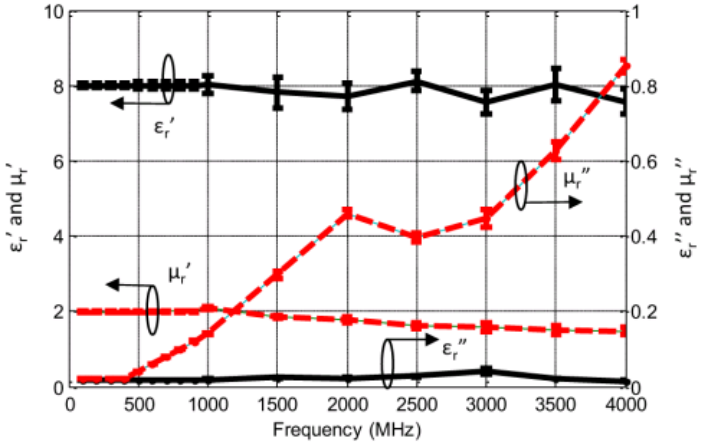
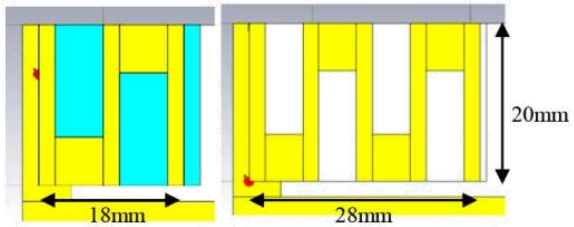


Figure 1-14 Permittivité et perméabilité mesurées du MMD.

- **Résultats d'antenne chargée par le MMD**

L'antenne miniaturisée par MMD ($PIFA_{MMD}$) a été comparé avec une antenne similaire miniaturisée par un substrat diélectrique ($PIFA_D$) qui a une permittivité relative de 15.1, pour obtenir la même fréquence de résonance de $PIFA_{MMD}$ (900 MHz), avec une tangente de perte diélectrique de 0.0704, qui égale à la somme de tangentes de pertes diélectrique et magnétique du MMD (Figure 1-15).

Les performances des trois antennes $PIFA_{MMD}$, $PIFA_D$ et $PIFA_{FR4}$ ont été comparées au niveau de la bande passante (S11 < -10), l'efficacité totale et le gain, et les résultats sont rapportés sur le Tableau 1-3. Nous observons que l'antenne $PIFA_{MMD}$ a une bande passante plus large en comparant avec l'antenne $PIFA_D$, aussi une efficacité et un gain plus importants bien que les deux antennes ont la même perte totale, ce qui signifie que l'énergie stocké dans le matériau diélectrique de permittivité élevée est plus importante que l'énergie stockée dans le MMD.



(a) (b)

Figure 1-15 Comparaison les tailles des antennes (a) $PIFA_{MMD}$ et (b) $PIFA_{FR4}$.

	$PIFA_{MMD}$	$PIFA_D$
BP (%)	7.24	5.5
η_t (%)	74.19	53.02
Gain (dBi)	1.26	-0.22
Surface (mm^2)	360	360

Tableau 1-3 Performances d'antennes PIFAs simulées.

1.4. Antennes pour les systèmes aéroportées

1.4.1. Définition et contraintes

Le système des communications VHF est basique et installé sur tous les avions car toutes les communications principales utilisent ce système. Les différents types d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportés fonctionnant dans la bande VHF sont présentés dans le Tableau 1-4 [38] : on y trouve principalement des monopoles et quelques dipôles ou boucles.

Système	**Gamme de fréquence en MHz**		**Type d'antenne**
	f_{min}	f_{max}	
Radiogoniométrie	30	407	Boucles
Instrument Landing System (ILS) - localizer	108	112	**Monopoles**, dipôles
Instrument Landing System (ILS) - Marker	74.75	75.25	Boucles
Radio FM	88	108	**Monopole**
VHF Omnidirectional Range (VOR)	108	118	**Monopoles**, dipôles
Signal de détresse	121.5	-	**Monopole**

localisation des sinistres	121	243	**Monopole**
Communications VHF - Civile	108	137	**Monopole**
Communications VHF - Militaires	108	152	**Monopole**
Communications VHF - Maritime	150	174	**Monopole**
Communications par satellite militaire	240	310	**Monopole** et dipôles croisés
Communications UHF	225	400	**Monopole**

Tableau 1-4 Différents types d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportés VHF.

L'antenne monopole est le type le plus utilisé pour les systèmes VHF aéroportés, surtout les monopoles planaires large bande, grâce à leur structure simple, leur poids léger et leurs formes aérodynamiques. Pour une résistance à l'air plus faible, l'antenne est placée à l'intérieur d'un radôme de forme aérodynamique. Les antennes monopôles encapsulées dans un radôme pour offrir de meilleures propriétés aérodynamiques sont appelées « Blade antenna » (Figure 1-16). En outre, la structure de l'avion est utilisée comme plan de masse requis pour l'antenne monopôle.

Généralement, une antenne monopôle quart d'onde conventionnelle présente une bande étroite autour de sa fréquence de résonance. Différentes techniques sont proposées pour augmenter la bande passante de ces antennes monopôle ; réduire le rapport longueur / diamètre (L/D) ou hauteur / largeur (H/W) [39], utiliser le concept angulaire du critère de Rumsey [40]. Les antennes nommées « Blade antenna » sont des monopôles qui utilisent les 2 premières techniques [voir Annexe I].

Figure 1-16 Antenne monopole dans le radôme « Blade antenna ».

Dans la bande de fréquence VHF, le problème de l'encombrement de l'antenne est très important, ce qui peut augmenter la traînée de l'avion et en plus de limiter les lieux d'installation possibles. Par exemple, dans la bande VHF compris entre 118 MHz et 156 MHz ; la longueur d'onde varie entre 1.9 m et 2.6 m. Un monopôle adapté (quart d'onde) à la fréquence la plus basse devrait avoir une longueur de 65 cm, et pour certaines applications, il n'est pas possible d'installer ce monopôle sur un avion. Par conséquent, la miniaturisation de ces antennes est nécessaire et constitue un problème critique dans les systèmes aéroportés.

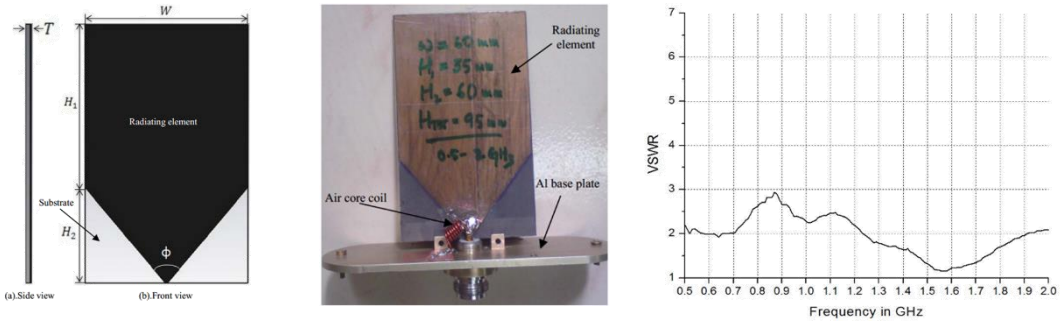
D'autre part, les diagrammes de rayonnement indiqués dans les fiches techniques des fabricants sont ceux obtenus pour des antennes sur des plans de masse standard ou en espace libre. Les antennes réelles sont très affectées par la structure sur laquelle elles sont installées, et les diagrammes obtenus sont uniques à chaque structure sur laquelle elles sont installées.

Lorsque le plan de masse est électriquement petit (en termes de longueurs d'onde), le bord extérieur du plan de masse diffracte le rayonnement incident dans toutes les directions. Les courants sur les surfaces supérieure et inférieure du plan de masse sont d'amplitude égale mais doivent être opposés en direction car le courant net au bord est nul. Cette diffraction de bord extérieur devient plus significative quand la taille du plan de masse est réduite car le bord est plus proche du monopole où l'intensité des courants est plus importante. La diffraction peut modifier l'impédance d'entrée de plus de 100% et le gain de plus de 6 dB par rapport à un monopôle sur un plan de masse infini [38]. Pour les monopôles avec des plans de masse infinis, la directivité maximale se produit à l'horizon, c'est-à-dire aux angles d'élévation (θ) de 90°. En générale, lorsque la taille du plan de masse diminue, la directivité maximale a des angles d'élévation plus petits (θ < 90°), c'est-à-dire que le diagramme a tendance à s'incliner vers le haut.

1.4.2. Exemples d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportés

1.4.2.1. Antenne 1 : antenne Blade [41]

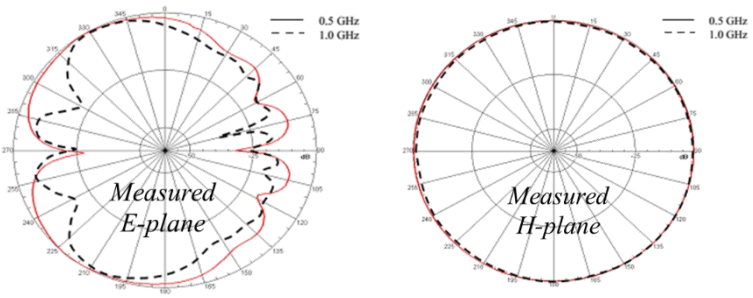
L'antenne de type « blade » est présentée sur la Figure 1-17 (a),(b). Les dimensions de l'antenne sont W = 60 mm, H_1 = 60 mm, H_2 = 35mm, Φ = 80°. L'antenne est imprimée sur un substrat RT Duroid 5880, d'épaisseur T = 1.6 mm et de permittivité ε_r = 2.2. Dans cet exemple, le concept angulaire (Φ = 80°) et le faible rapport H/W sont utilisés pour obtenir une large bande. L'antenne est réalisée avec un plan de masse de 1.2 m de diamètre. Le ROS simulé et mesuré est présenté sur la Figure 1-17 (c) : l'antenne couvre la bande 0.5 - 2.0 GHz (avec un ROS < 3).



(a) (b) (c)

Figure 1-17 (a) Géométrie de l'antenne large bande. (b) Antenne réalisée.
(c) ROS (simulé et mesuré) de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement mesurés (et normalisés) à 0.5 GHz et 1 GHz sont représentés sur Figure 1-18 (a) et Figure 1-18 (b) dans les plans E et H : ils sont conformes à ceux d'une antenne monopôle classique sur un plan de masse (de taille finie). Le gain de l'antenne a été mesuré et varie de 3 dBi à 6 dBi.



(a) (b)

Figure 1-18 Diagrammes de rayonnement mesurés à 0.5 GHz et 1.0 GHz
(a) dans le plan E, (b) dans le plan H.

1.4.2.2. Antenne 2 : antenne Blade avec bord oblique [42]

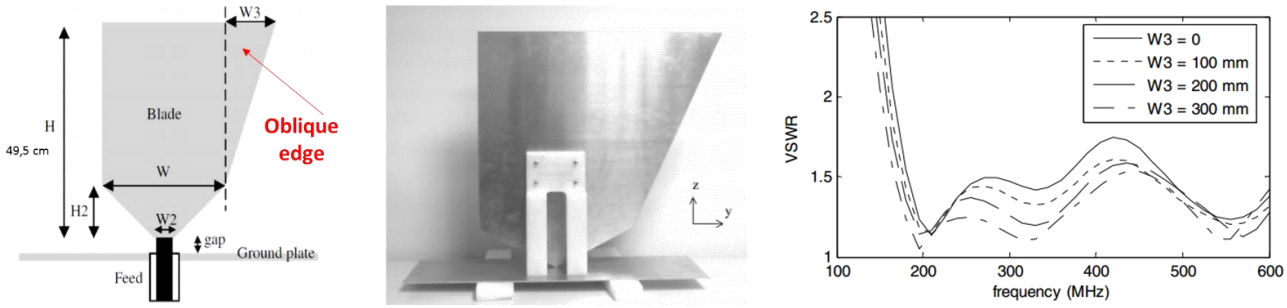
Dans cet exemple, on rajoute un bord oblique (de largeur W_3) à l'antenne précédente afin d'augmenter la bande passante : la géométrie est présentée sur Figure 1-19 (a). Cette antenne fonctionne dans la bande 160 MHz – 600 MHz (avec un ROS < 2).

Les dimensions de l'antenne sont les suivantes :

- Hauteurs : H = 49,5 cm et H2 = 8 cm
- Largeur : W = 32 cm

L'antenne est réalisée sur un plan de masse rectangulaire de 16 cm × 60 cm.

La largeur du bord oblique (W_3) est optimisée pour obtenir une large bande passante (ROS < 2) et des variations minimales du ROS dans la bande de fréquences. L'antenne a été réalisée pour W_3 = 20 cm (Figure 1-19 b) avec une plaque d'aluminium de 2 mm d'épaisseur et des supports en téflon. En outre, un circuit d'adaptation (non précisé) a été utilisé afin de couvrir la bande 30 MHz – 600 MHz. Les simulations HFSS et les mesures du ROS sont représentées sur Figure 1-19 (c).



(a) (b) (c)

Figure 1-19 (a) Géométrie de l'antenne 2. (b) Antenne réalisée avec des supports de Téflon.
(c) ROS simulé (HFSS) et mesuré de l'antenne 2 (avec circuit d'adaptation).

Les diagrammes de rayonnement simulés (HFSS) à 400 MHz et 600 MHz sont représentés sur Figure 1-20 dans le plan E pour φ = 0° (plan x0z) et φ = 90° (plan y0z). On constate que le diagramme est légèrement dissymétrique dans le plan φ = 90°, en raison de la présence du bord oblique dans la structure de l'antenne.

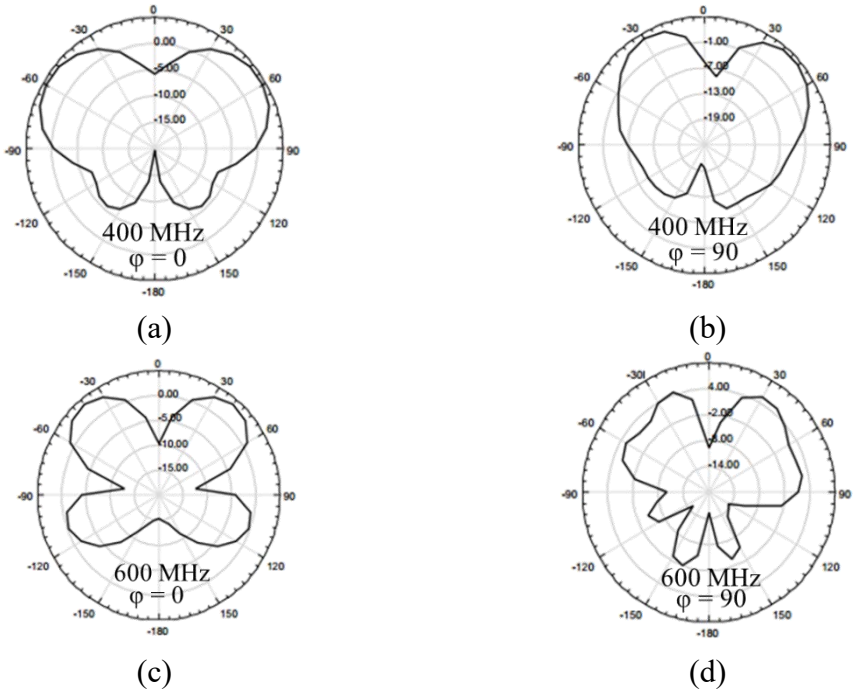


Figure 1-20 Diagrammes de rayonnement simulés à (a) 400 MHz, φ = 0°, (b) 400 MHz, φ = 90°, (c) 600 MHz, φ = 0° et (d) 600 MHz, φ = 90° (avec circuit d'adaptation).

Les diagrammes de gain simulés à 30 MHz, 150 MHz et 600 MHz sont représentés sur Figure 1-21. Le gain maximum est de -14.7 dBi et 5.6 dBi à 30 MHz et 600 MHz respectivement. Le faible gain de l'antenne observé aux fréquences inférieures à 150 MHz est dû à la hauteur de l'antenne très faible par rapport à la longueur d'onde qui se traduit par une faible résistance de rayonnement. Le gain reste supérieur à 0 dBi dans la bande [150 – 600] MHz.

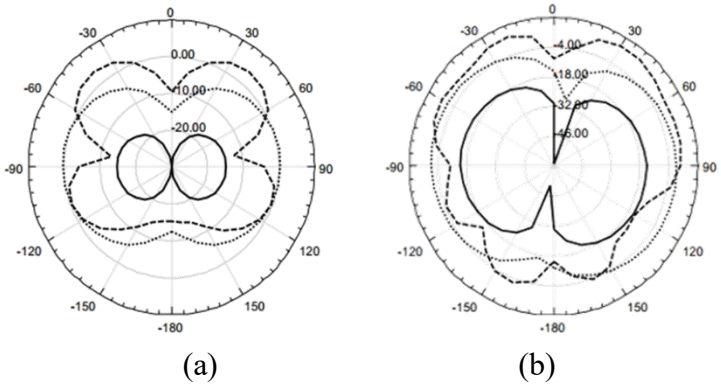


Figure 1-21 Diagrammes du gain simulé à 30 MHz, 150 MHz et 600 MHz dans les plans (a) φ = 0° et (b) φ = 90°.

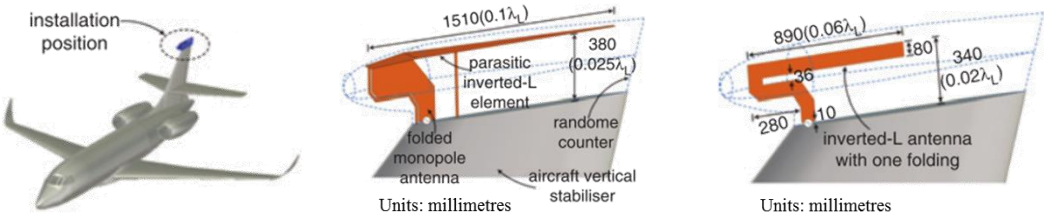
1.4.2.3. Antenne 3 : Inverted-L Antenna (ILA) repliée [43]

Cette antenne est proposée pour des applications aéroportées, couvrant la bande 20 - 90 MHz. La Figure 1-22 (a) montre la position d'installation de l'antenne sur un avion industriel de taille moyenne. L'extérieur de l'antenne est protégé par un radome.

La première solution proposée est une antenne monopôle repliée couplée à un élément parasite L-inversé (Figure 1-22 b) : la largeur de l'antenne est de 151 cm et la hauteur égale à 38 cm. Le gain de cette antenne à 20 MHz est < −15 dBi : ce gain est très faible

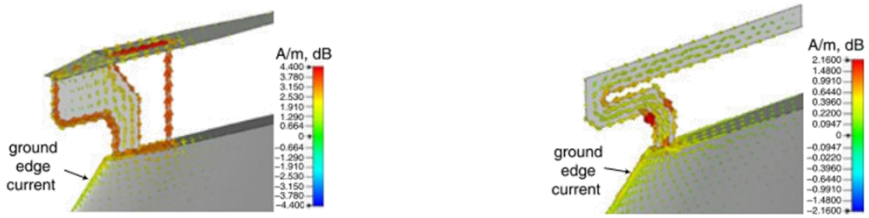
car les courants sur l'antenne monopôle repliée et l'élément parasite s'écoulent dans des directions opposées, diminuant ainsi le gain de la polarisation verticale, comme le montre la Figure 1-23 (a).

La structure de l'antenne a donc été modifiée selon la Figure 1-22 (c), pour forcer le courant du monopôle à circuler le long du bord du stabilisateur vertical (masse). Les dimensions de cette nouvelle antenne se trouvent réduites de 40%, avec une largeur de 89 cm (0.06 λ_L) et une hauteur de 34 cm (0.02 λ_L), où λ_L est la longueur d'onde à 20 MHz. En outre, le gain à 20 MHz est de −11.5 dBi.



(a) (b) (c)

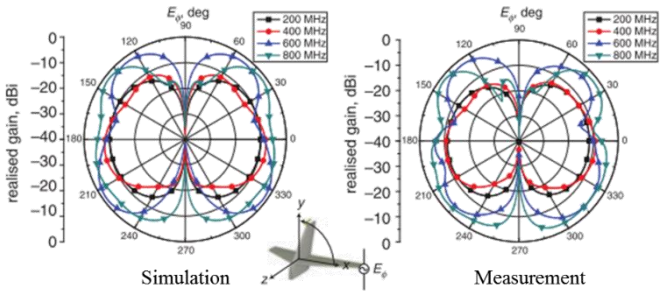
Figure 1-22 Structure de l'antenne proposée ; (a) Position d'installation de l'antenne sur l'avion. (b) Antenne monopôle repliée couplée à un élément parasite L-inversé. (c) Nouvelle antenne : L-inversée repliée.



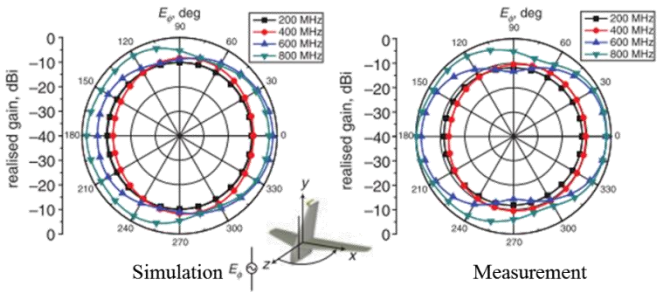
(a) (b)

Figure 1-23 distributions du courant à 20 MHz ; (a) antenne monopôle repliée couplée à un élément parasite L-inversé. (b) Nouvelle antenne : L-inversée repliée.

Figure 1-24 montre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés, dans les plans (x-y) et (x-z), aux fréquences 200 MHz, 400 MHz, 600 MHz et 800 MHz pour un modèle à l'échelle 1/10. Ces diagrammes ont la même allure que ceux d'un monopôle, et sont presque omnidirectionnels dans le plan (x-z).



(a)



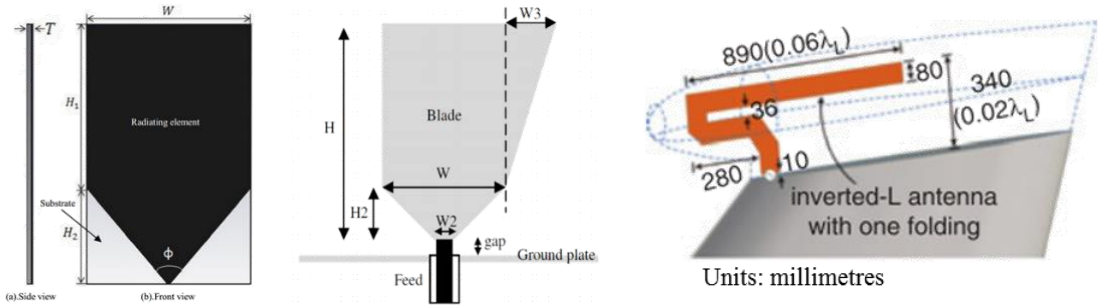
(b)

Figure 1-24 Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne proposée (à l'échelle 1/10) pour ; (a) le plan x-y et (b) le plan x-z.

1.4.2.1. Bilan de performances

Le bilan des performances des antennes précédentes est présenté dans Tableau 1-5. Les trois antennes comparées sont présentées dans Figure 1-25.

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



(a) (b) (c)

Figure 1-25 (1) Antenne 1 : antenne Blade large bande. (2) Antenne 2 : antenne Blade large bande avec bord oblique. (3) Antenne 3 : antenne couplé à l'élément parasite L-inversé avec un pliage.

	Antenne (1)	**Antenne (2)**	**Antenne (3)**
Hauteur (cm) / λ	9.5 / **0.16**	49.5 / **0.05**	34 / **0.025**
Largeur (cm) / λ	6 / **0.1**	32 (62 / **0.06**)	89 / **0.06**
$BP_{ROS<3}$ (MHz) / %	1500 (500 - 2000) / 120	-	70 (20 - 90) / 127.27
$BP_{ROS<2}$ (MHz) / %	-	570 (30 - 600) / 180.95	-
Gain réalisé max (dBi)	3 - 6	(-14.7) – (5.6)	(-11.5) – (-1)

Tableau 1-5. Bilan des performances des antennes monopôle large bande.

1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté et discuté les limites du facteur de qualité Q d'antennes miniatures avec l'utilisation des Matériaux Magnéto-Diélectrique (MMD). Nous avons montré que pour les antennes magnétiques, les MMD permettent d'approcher le facteur de qualité minimal au Q_{chu} grâce à une perméabilité μ_r élevée, tandis que pour les antennes électriques, les MMD provoquent une augmentation du facteur de qualité Q lorsqu'on augmente la permittivité ε_r. Sachant que avec de grandes valeurs de ε_r et/ou μ_r et pour les deux types d'antennes, le Q est limité aux petites

valeurs de $k_0 a$ à cause des résonances de la cavité sphérique. Néanmoins l'utilisation d'un MMD en minimisant l'impact de ε_r et avec un μ_r est avantageux pour maintenir de meilleures performances que lorsqu'on utilise un matériau diélectrique pour la réduction des dimensions.

Ensuite, nous avons présenté plusieurs travaux dans l'état de l'art qui ont étudié l'utilisation des MMD pour la miniaturisation des différents types d'antennes. Dans ces études, les performances d'antennes (bande passante, efficacité et gain) miniaturisées par les MMD ont été comparées avec celles miniaturisées par des matériaux diélectriques qui résonnent aux mêmes fréquences et avec les mêmes tailles d'antennes, montrant d'une part que l'amélioration apportée par les MMD est très modeste compte tenu des valeurs μ_r/ε_r et les pertes dans le matériau développé, et d'autre part qu'il faut bien choisir la position du MMD selon les distributions des champs électrique et magnétique dans l'antenne, afin d'optimiser les performances.

Enfin, nous avons présenté les types d'antennes utilisées dans les systèmes aéroportées dans la bande de fréquence VHF, montrant que les antennes monopoles planaires larges bandes est le type préféré pour ces applications, grâce à leur structure simple, leur facilité de fabrication et leur diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Dans les chapitres suivants, nous étudions une antenne monopole planaire chargée par un MMD.

Chapitre 2

Modélisation d'antennes insérées dans un Milieu Magnéto-Diélectrique (MMD)

2.1. Introduction

L'impédance d'entrée d'une antenne est une fonction complexe qui dépend de sa géométrie, de son environnement et de la fréquence. Une détermination précise de l'impédance d'entrée est essentielle pour la conception d'un réseau d'adaptation approprié afin d'obtenir l'efficacité de rayonnement maximale. L'impédance d'entrée de l'antenne insérée dans le MMD peut être calculée à l'aide d'outils de modélisation numérique, qui prennent beaucoup de temps et ne fournissent pas beaucoup de connaissances physiques concernant l'influence des paramètres des matériaux sans une analyse exhaustive. Elle peut être représentée à l'aide de circuits équivalents à éléments localisés. Plusieurs circuits équivalents ont été développés; pour une antenne dipôle dans l'air [44] et dans un milieu diélectrique [45], et pour un monopole large bande dans l'air [46].

Dans ce chapitre, nous proposons une méthode de modélisation de l'antenne monopole large bande chargée par un MMD. Dans un premier temps, un circuit équivalent est obtenu à partir de l'impédance d'entrée (simulée ou mesurée) de l'antenne dans l'air. Ensuite, l'architecture et les valeurs de ce circuit seront modifiées par les caractéristiques du matériau (ε_r, μ_r, $tan\delta_\varepsilon$ et $tan\delta_\mu$) afin d'obtenir le modèle de l'antenne dans le MMD (Figure 2-1).

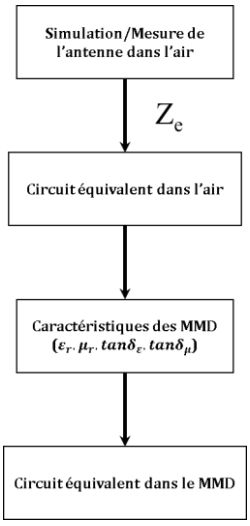


Figure 2-1 Etapes principales du calcul du circuit équivalent d'une antenne insérée dans le MMD.

2.2. Circuit équivalent d'un monopole large bande dans l'air

Nous considérons l'antenne monopole planaire large bande de hauteur H = 200 mm, de largeur 96 mm, et $\boldsymbol{\theta}$ = 40°, illustrée sur la Figure 2-2 (a). La Figure 2-2 (b) montre l'impédance d'entrée de l'antenne dans la bande 100-1400 MHz ; en regardant la partie imaginaire, nous observons que l'antenne est capacitive aux fréquences inférieures à la première résonance. Cette réactance capacitive peut être modélisée par une capacité C_0 (Figure 2-3). Une inductance L_0 sera ajoutée en série avec C_0 pour avoir la résonance à H/λ = 0.5. En supprimant les réponses de C_0 et L_0 de l'impédance de l'antenne, la courbe de l'impédance sera similaire à la réponse d'un circuit résonnant RLC parallèle [44].

L'antenne large bande est une antenne multi résonante et peut être modélisée par N cellules ou circuits RLC parallèles mis en série avec une cellule d'entrée LC série (Figure 2-3). Chaque cellule modélise une résonance, et le nombre N de cellules varie donc selon la bande de fréquence étudiée.

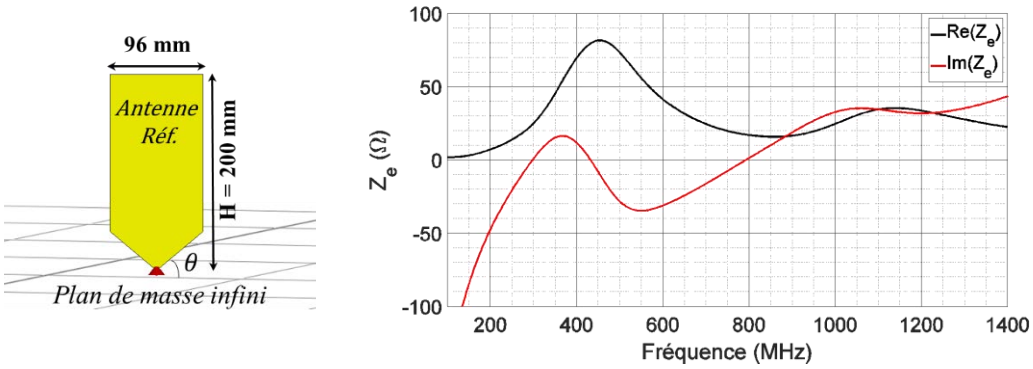


Figure 2-2 (a) Antenne monopole planaire de référence. (b) Parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence.

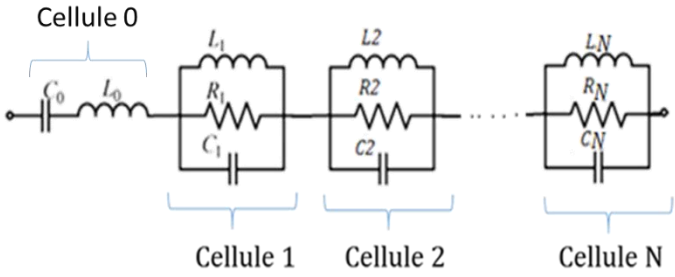


Figure 2-3 Circuit équivalent d'une antenne large bande.

- **Algorithme de calcul**

Les composants (R_i L_i C_i) de chaque cellule (i=1, 2, … N), et le nombre de cellules N, sont calculés à partir de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne simulée ou mesurée dans l'air [46]. La cellule d'entrée (C_0 et L_0) est calculée à partir de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne. Les étapes de conception du circuit équivalent de l'antenne simulée ou mesurée dans l'air sont représentées par

l'organigramme de la Figure 2-4, qui sera détaillé pour la suite en prenant l'antenne de référence comme exemple.

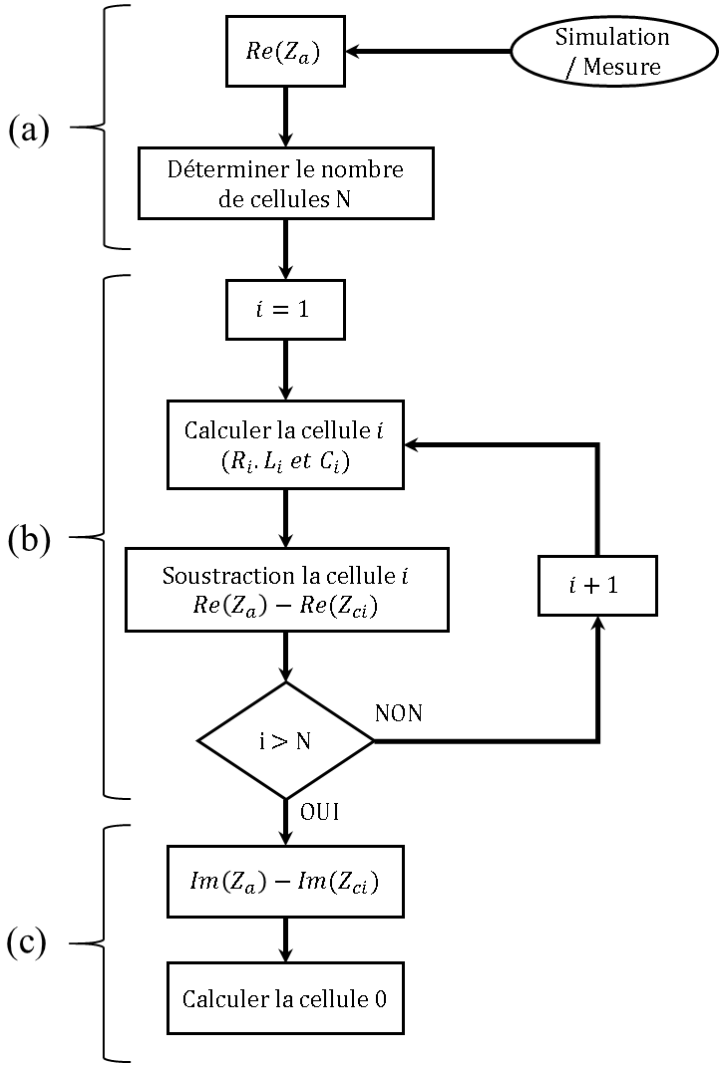
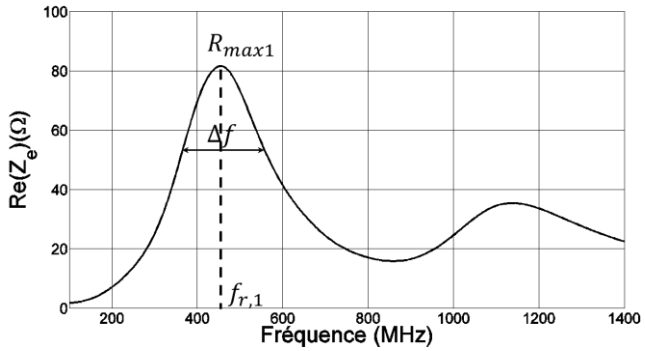


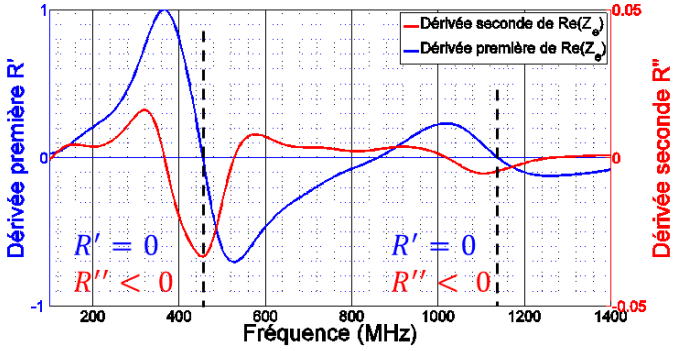
Figure 2-4 Organigramme de l'algorithme de calcul du circuit équivalent de l'antenne large bande à partir d'une simulation ou une mesure dans l'air.

a. Calcul du nombre de cellules N

Il s'agit de modéliser l'antenne de référence dans la bande 100 MHz – 1400 MHz, par un circuit équivalent. Nous considérons d'abord la résistance d'entrée simulée de l'antenne dans l'air (Figure 2-5 a). Le nombre de cellules est déterminé par le nombre de maxima locaux de la résistance d'entrée. Dans la bande étudiée, nous pouvons distinguer deux maxima locaux, ce qui correspond à deux cellules à calculer. Les maxima locaux sont identifiés dans l'algorithme (Figure 2-4) grâce à la dérivée première et seconde de la résistance. Comme le montre la Figure 2-5 (b), les maxima correspondent aux points où la dérivée première s'annule ($R' = 0$) avec une valeur négative de la dérivée seconde $\left(R'' < 0 \right)$, tandis que les minima correspondent à une valeur positive de la dérivée seconde.



(a)



(b)

Figure 2-5 (a) Résistance d'entrée de l'antenne de référence simulée dans l'air. (b) Dérivée première R' et seconde R'' de la résistance d'entrée de l'antenne simulée dans l'air.

b. Calcul des cellules :

On note R_{maxi} et $f_{r,i}$, les valeurs de la résistance d'entrée maximale et de la fréquence de résonance (où la résistance est maximale) de chaque cellule (Figure 2-5 a). On en déduit le facteur de qualité de la cellule *i* selon l'équation suivante :

$$Q_i = \frac{f_{r,i}}{\Delta f_i} \qquad 2\text{-}1$$

Où Δf_i est la bande de fréquence de la cellule *i* à $0.7 \times R_{maxi}$ (Figure 2-5 a).

Connaissant R_{maxi}, $f_{r,i}$, et Q_i, on en déduit la valeur des composants R_i L_i C_i grâce aux équations de bases suivantes:

$$R_i = R_{maxi} \qquad 2\text{-}2$$

$$L_i = \frac{R_{maxi}}{Q_i \omega_{r,i}} \qquad 2\text{-}3$$

$$C_i = \frac{Q_i}{R_{maxi} \omega_{r,i}} \qquad 2\text{-}4$$

Avec $\omega_{r,i} = 2\pi f_{r,i}$, la pulsation de la cellule i.

Pour la cellule 1, on trouve les valeurs des composants : R_1= 81.6 Ω, L_1= 15.9 nH et C_1= 7.7 pF. La résistance de la cellule 1 $R_{cellule,1}$ est reconstituée et comparée à la résistance simulée de $A_{Réf}$ R($A_{réf}$) sur la Figure 2-6. Elle est ensuite soustraite à cette dernière :

$$R_{st,2} = R(A_{réf}) - R_{cellule,1} \qquad 2\text{-}5$$

Où $R_{st,2}$ est la partie réelle soustraite utilisée pour calculer la cellule 2, $R(A_{réf})$ est la partie réelle de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne de référence, et $R_{cellule,1}$ est la partie réelle de la cellule 1. Ce qui permet de supprimer la contribution de la cellule 1 déjà calculée de la réponse de la cellule suivante $R_{cellule,2}$. Ensuite, la cellule 2 peut être calculée suivant les mêmes étapes à partir du résultat de la soustraction $R_{st,2}$. Cette opération de reconstruction et soustraction successive des cellules sera répétée afin de calculer les valeurs de toutes les cellules détectées à l'étape (a), selon l'équation suivante :

$$R_{st,i+1} = R_{st,i} - R_{cellule,i} \qquad 2\text{-}6$$

Où $R_{st,i+1}$ est la partie réelle soustraite utilisée pour calculer la cellule i+1, $R_{st,i}$ est la partie réelle soustraite utilisée pour calculer la cellule i, et $R_{cellule,i}$ est la partie réelle de la cellule i.

Les valeurs des composant RLC de la cellule 2 sont alors calculées utilisant les équations 2-1 à 2-4 ci-dessus, et nous obtenons les valeurs suivantes : R_2= 30 Ω, L_2= 1.2 nH et C_2= 16 pF.

Après un passage de toutes les cellules, la réponse totale peut être reconstituée simplement par la somme des réponses obtenues de toutes les cellules. La Figure 2-8 représente la résistance d'entrée simulée de $A_{Réf}$, et la résistance totale des deux cellules reconstituée par la somme de leurs deux résistances. Nous observons que la partie réelle obtenue par le modèle correspond parfaitement à celle de départ.

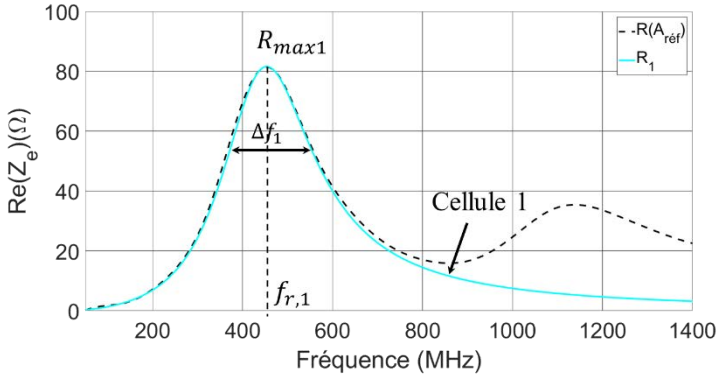


Figure 2-6 Résistance d'entrée de l'antenne de référence (simulée dans l'air) et de la cellule 1 (R_{max1}, $f_{r,1}$ et Δf_1)

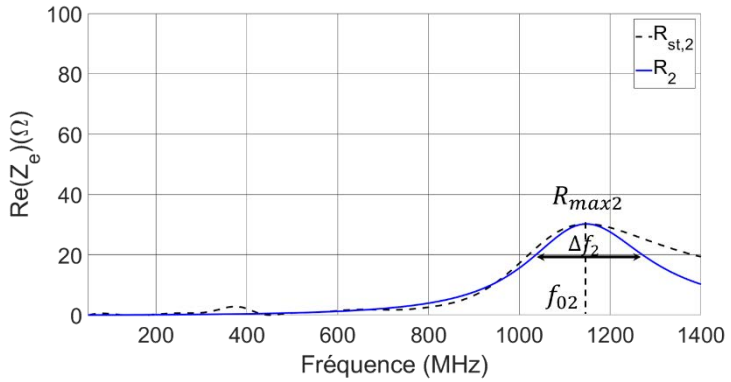


Figure 2-7 Résistance d'entrée de la cellule 2

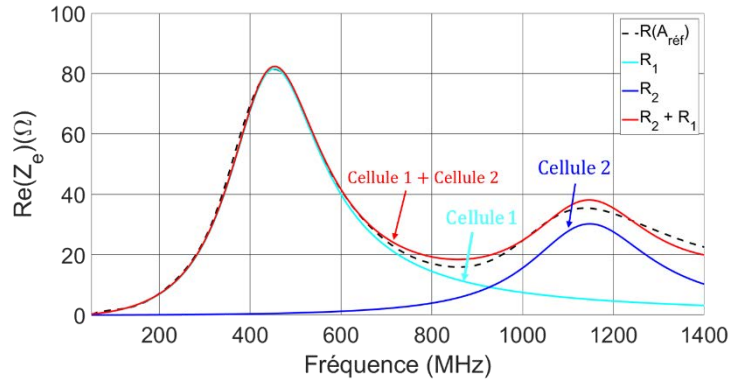


Figure 2-8 Résistance d'entrée de l'antenne de référence et des différentes cellules (1, 2, 1+2)

c. Calcul de la cellule 0

Après avoir trouvé les deux cellules RLC qui modélisent l'impédance large bande de l'antenne, il suffit d'ajouter une réactance en série, représentée par la cellule 0 (Figure 2-3), pour modéliser l'effet capacitif de l'antenne aux fréquences inférieures à la première résonance.

L'inductance L_0 et la capacité C_0 peuvent être calculés à partir de la réponse de la cellule 0, ce qu'on peut obtenir par la soustraction entre la réactance d'entrée simulée de l'antenne et la réactance totale des cellules RLC (Figure 2-9):

$$X_0 = X_e - \sum_{i=1}^{N} X_i \qquad 2\text{-}7$$

A partir de la réactance X_0, nous pouvons calculer l'inductance L_0 et la capacité C_0 par :

$$L_0 = \frac{Q_0}{\omega_{r,0}} \qquad 2\text{-}8$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega_{r,0} Q_0} \qquad 2\text{-}9$$

Où : $f_{r,0}$ ($\omega_{r,0}$) est la fréquence de résonance de la cellule 0 pour laquelle la réactance X_0 est nulle (Figure 2-9).

Le facteur de qualité de la cellule 0 peut être déterminé par sa réponse X_0 et en utilisant les deux équations 2-8 et 2-9 ci-dessus :

$$X_0 = \omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0} \qquad 2\text{-}10$$

$$X_0 = \frac{\omega}{\omega_{r,0}} Q_0 - \frac{\omega_{r,0}}{\omega} Q_0 \quad \Rightarrow \quad Q_0 = \frac{X_0}{\omega/\omega_{r,0} - \omega_{r,0}/\omega} \qquad 2\text{-}11$$

En appliquant les équations 2-8, 2-9 et 2-11, nous obtenons pour la cellule 0 : $L_0 = 8.5$ nH et $C_0 = 9$ pF.

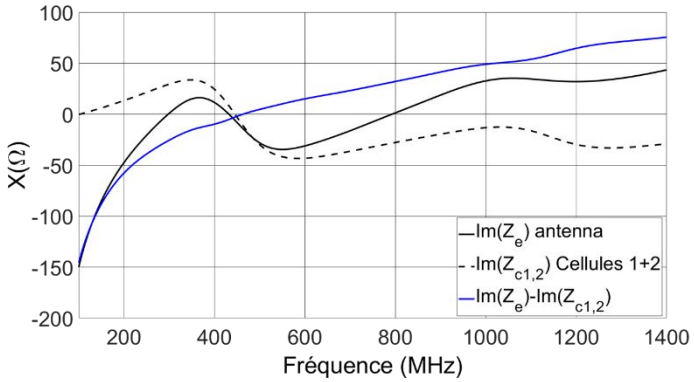


Figure 2-9 Parties imaginaires de : l'impédance d'entrée de l'antenne, la réponse totale des deux cellules RLC et la réponse de la cellule 0.

L'antenne de référence a été modélisée dans la bande 100 - 1400 MHz par un circuit équivalent de deux cellules RLC parallèles et une cellule d'entrée LC série. Le circuit équivalent de l'antenne de référence est représenté sur la Figure 2-10, et les valeurs de ses composants sont rapportées dans le Tableau 2-1. L'impédance d'entrée de référence est comparée à celle du circuit équivalent sur la Figure 2-11. Un bon accord est noté entre les résultats de simulation et le modèle équivalent pour les parties réelle et imaginaire.

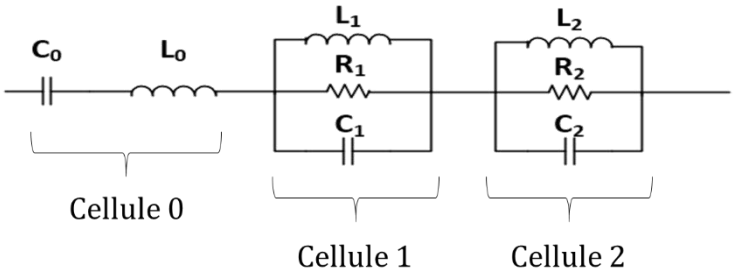
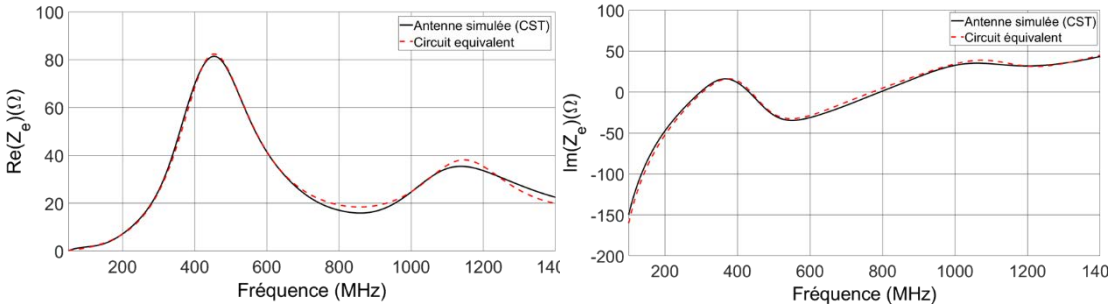


Figure 2-10 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans l'air pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.

	R(Ω)	**L(nH)**	**C(pF)**
Cellule 0	-	8.5	9

Cellule 1	81.6	15.9	7.7
Cellule 2	30	1.2	16

Tableau 2-1 Valeurs des composants du circuit équivalent de l'antenne de référence dans l'air pour la bande 100 – 1400 MHz.



(a) (b)

Figure 2-11 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence dans l'air et de son circuit équivalent (cellules 0 + 1 + 2).

2.3. Circuit équivalent de l'antenne insérée dans un MMD de dimensions infinies

Dans cette section, nous proposons un modèle équivalent de l'antenne large bande insérée dans un MMD homogène et de dimensions infinies, sans et avec pertes. Dans un premier temps, nous présentons le modèle équivalent de Liao [47] pour modéliser un dipôle inséré dans un milieu diélectrique, et validons son modèle pour notre antenne large bande. Ensuite, nous proposons un circuit équivalent pour l'antenne large bande insérée dans un milieu magnétique, sans et avec pertes, puis en combinant les deux modèles nous déduisons le modèle global de l'antenne insérée dans un MDM.

2.3.1. Milieu diélectrique

Pour modéliser l'antenne dans un milieu diélectrique, homogène, sans pertes et de dimensions infinies, le circuit équivalent montré (Figure 2-10) reste valable. Cependant pour prendre en compte le milieu diélectrique, Liao [47] propose de multiplier les capacités par ε_r et diviser les résistances par $\sqrt{\varepsilon_r}$. Les nouvelles valeurs des capacités et des résistances du circuit équivalent sont alors calculées par les équations :

$$C_i' = C_i \times \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = C_i \times \varepsilon_r \qquad 2\text{-}12$$

$$R_i' = \frac{R_i}{\sqrt{\varepsilon/\varepsilon_0}} = \frac{R_i}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad 2\text{-}13$$

Où :

$C_i'(C_i)$: Capacité de la cellule i dans le diélectrique (dans l'air).

$R_i'(R_i)$: Résistance de la cellule i dans le diélectrique (dans l'air).

ε_r : Permittivité relative du matériau.

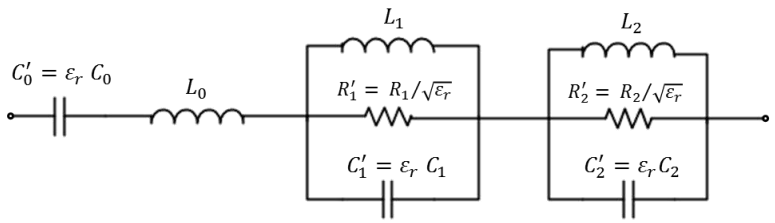


Figure 2-12 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu diélectrique, infini et sans pertes, pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.

Pour tenir compte des pertes diélectriques, on considère alors la permittivité complexe [48]:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r (1 - j \tan\delta) \qquad 2\text{-}14$$

Où la capacité dans ce cas $C'(1 - j\ tan\delta)$ est capacitive et représentée par la capacité sans pertes C' en parallèle avec la résistance R_c (Figure 2-13 a), la valeur de la résistance est donnée par :

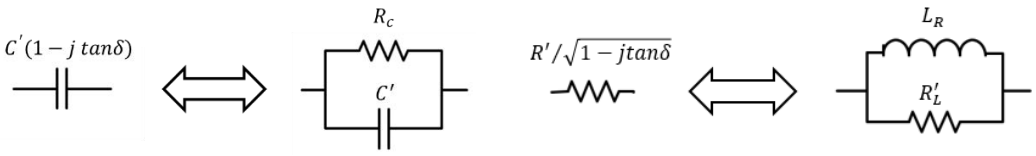
$$R_C = 1/(\omega\ C' \tan\delta) \qquad 2\text{-}15$$

Par ailleurs, la résistance $R'/\sqrt{1 - jtan\delta}$ sera inductive dans le milieu avec pertes et représenté par une résistance R_L' et une inductance L_R mise en parallèle (Figure 2-13 b), données par les équations suivantes :

$$R_L' = R'/p \qquad 2\text{-}16$$
$$L_R = R'/\omega q \qquad 2\text{-}17$$

Où :

$$p = \cosh(0.5\ \sinh^{-1}(\tan\delta)) \qquad 2\text{-}18$$
$$q = \sinh(0.5\ \sinh^{-1}(\tan\delta)) \qquad 2\text{-}19$$



(a) (b)

Figure 2-13 (a) Capacité du circuit équivalent d'antenne insérée dans un milieu diélectrique avec pertes. (b) Résistance du circuit équivalent d'antenne insérée dans un milieu diélectrique avec pertes.

Nous obtenons alors une nouvelle architecture du circuit équivalent montrée sur la Figure 2-14. En prenant comme exemple le milieu : ε_r= 2 et $tan\delta_\varepsilon$= 0.1 (Figure 2-15) et en comparant son impédance d'entrée calculée utilisant les équations 2-14 à 2-19 ci-dessus avec les résultats de simulation (CST) sur la Figure 2-16, nous remarquons un très bon accord entre les résultats. Nous observons également le décalage fréquentiel

de 30 % dû au matériau diélectrique avec une résonance décalée de 300 MHz à 210 MHz (Figure 2-16 b).

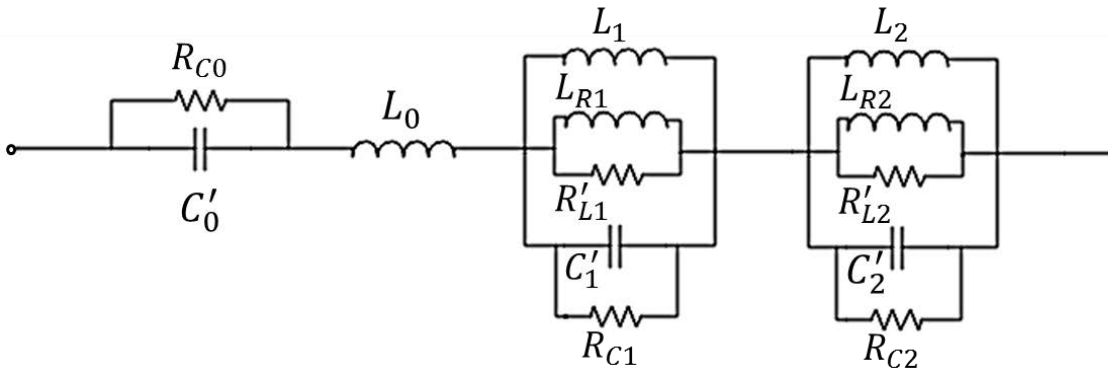


Figure 2-14 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu diélectrique, infini et avec pertes, pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.

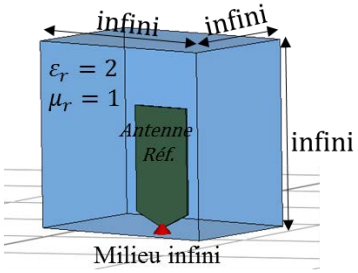
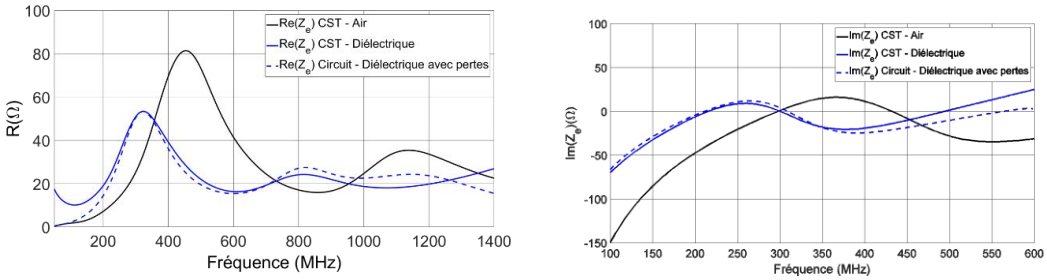


Figure 2-15 Antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique (ε_r= 2, μ_r=1), infini et avec perte ($tan\delta_\varepsilon$= 0.1).



(a) (b)

Figure 2-16 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence simulée dans un milieu diélectrique (ε_r= 2, μ_r= 1), infini avec pertes $tan\delta_\varepsilon$= 0.1, et de son circuit équivalent.

2.3.2. Milieu magnétique / magnéto-diélectrique

Dans cette section, nous présentons notre contribution au développement du modèle équivalent d'antenne insérée dans un milieu magnétique ou magnéto-diélectrique.

Selon la théorie de la modélisation d'antenne [49] ; l'impédance normalisée d'une antenne dans un MMD d'indice n à la fréquence ω noté par $Z(\omega, \epsilon, \mu)$ prend la même valeur de l'impédance normalisée à la fréquence $n\omega$ dans le milieu d'indice 1. Cela est donné par l'équation :

$$\frac{1}{\xi} Z_{MMD}(\omega, \varepsilon, \mu) = \frac{1}{\xi_0} Z_0(n\omega, \varepsilon_0, \mu_0) \qquad 2\text{-}20$$

Où l'indice n du MMD, et l'impédance d'onde ξ dans le MMD et ξ_0 dans l'air, sont donnés par :

$$n = \sqrt{\varepsilon\mu/\varepsilon_0\mu_0} \qquad 2\text{-}21$$

$$\xi = \sqrt{\mu/\varepsilon} \qquad 2\text{-}22$$

$$\xi_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \qquad 2\text{-}23$$

Où

$$\frac{\xi}{\xi_0} n = \mu/\mu_0 \qquad 2\text{-}24$$

$$\frac{\xi/\xi_0}{n} = \varepsilon_0/\varepsilon \qquad 2\text{-}25$$

Afin de déterminer les éléments RLC du circuit équivalent d'une antenne dans un MMD, nous proposons d'appliquer l'équation 2-20 pour trouver l'impédance de ces éléments dans le MMD, nous obtenons les équations suivantes :

$$R_{MMD} = \frac{\xi}{\xi_0} R = R \, \frac{\sqrt{\mu/\mu_0}}{\sqrt{\varepsilon/\varepsilon_0}} \qquad 2\text{-}26$$

$$\begin{aligned} Z_{L,MMD}(\omega) &= \frac{\xi}{\xi_0} Z_{L,air}(n\omega) = \frac{\xi}{\xi_0} \, j \, n\omega \, L \\ &= j\omega L(\mu/\mu_0) \end{aligned} \qquad 2\text{-}27$$

$$\begin{aligned} Z_{C,MMD}(\omega) &= \frac{\xi}{\xi_0} Z_{C,air}(n\omega) = \frac{\xi}{\xi_0} \, \frac{1}{j \, n\omega \, C} \\ &= \frac{1}{j\omega C(\varepsilon/\varepsilon_0)} \end{aligned} \qquad 2\text{-}28$$

A partir des équations 2-26 à 2-28 ci-dessus, on peut déterminer les éléments RLC dans le MMD :

$$R_{MMD} = R_{air} \, \frac{\sqrt{\mu/\mu_0}}{\sqrt{\varepsilon/\varepsilon_0}} \qquad 2\text{-}29$$

$$L_{MMD} = L_{air}(\mu/\mu_0) \qquad 2\text{-}30$$

$$C_{MMD} = C_{air}(\varepsilon/\varepsilon_0) \qquad 2\text{-}31$$

Par l'utilisation de ces équations 2-29 à 2-31, les circuits équivalents seront obtenus dans la suite pour l'antenne insérée dans le milieu magnétique/magnéto-diélectrique sans et avec pertes.

- **Milieu magnétique**

Selon les équations 2-26 à 2-28 ; l'antenne insérée dans un milieu magnétique ($\varepsilon_r = 1$) homogène, sans pertes et de dimensions infinies, peut être modélisée par la même architecture du circuit dans l'air en multipliant les valeurs des inductances par μ_r et les résistances par un facteur $\sqrt{\mu_r}$. Donc, les nouvelles valeurs des inductances et des résistances du circuit équivalent (Figure 2-17) de l'antenne de référence insérée dans ce milieu sont calculées par les équations :

$$L'_i = L_i\,\mu_r \qquad 2\text{-}32$$

$$R'_i = R_i\,\sqrt{\mu_r} \qquad 2\text{-}33$$

Où :

$L'_i(L_i)$: Inductance de la cellule i dans le milieu magnétique (dans l'air).
$R'_i(R_i)$: la résistance de la cellule i dans le milieu magnétique (dans l'air).
μ_r : la perméabilité relative du matériau.

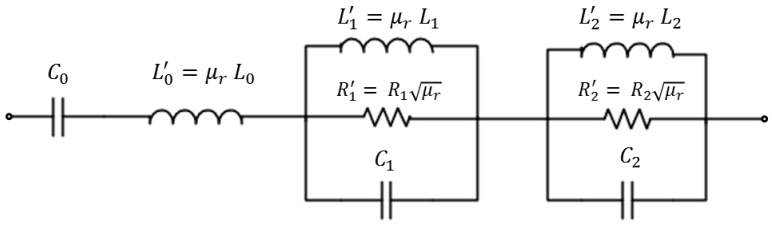


Figure 2-17 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu magnétique, infini et sans pertes, pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.

Pour tenir compte des pertes magnétiques, nous procédons de la même manière qu'à la section 2.3.1, en considérant la perméabilité complexe :

$$\mu = \mu_0\mu_r(1 - j\tan\delta) \qquad 2\text{-}34$$

A partir des équations de 2-262-29 à 2-282-31, les inductances et résistances du circuit équivalent seront déterminées par :

$$L_i(\mu/\mu_0) = L_i\,\mu_r\big(1 - jtan\delta_\mu\big) = L'_i\,(1 - jtan\delta_\mu) \qquad 2\text{-}35$$

$$R_i\,\sqrt{\mu/\mu_0} = R_i\,\sqrt{\mu_r(1 - jtan\delta_\mu)} = R'_i\,\sqrt{1 - jtan\delta_\mu} \qquad 2\text{-}36$$

Les pertes magnétiques peuvent être représentées physiquement par une résistance notée R_L en série avec une inductance L', comme le montre la Figure 2-18.

Figure 2-18 Inductance du circuit équivalent dans un milieu magnétique avec pertes.

La résistance R_{Li} peut être déterminée comme suit :

$$Z\left[L_i'\ (1 - jtan\delta_\mu)\right] = Z(L_i') + Z(R_{Li}) \qquad 2\text{-}37$$

$$j\omega L_i'\left(1 - jtan\delta_\mu\right) = j\omega L_i' + R_{Li} \qquad 2\text{-}38$$

$$R_{Li} = \omega\ L_i'\ tan\delta_\mu \qquad 2\text{-}39$$

En supposant que la résistance dans le milieu avec pertes sera inductive, elle peut être représentée par une résistance R_L' et une inductance L_R connectées en série (Figure 2-19).

Figure 2-19 Résistance du circuit équivalent dans un milieu magnétique avec pertes.

Nous pouvons déterminer ces deux composants par identification comme suit :

$$R_i'\sqrt{1 - jtan\delta_\mu} = R_{iL}' + j\omega L_{Ri} \qquad 2\text{-}40$$

Où

$$\sqrt{1 - jtan\delta_\mu} = p - jq \qquad 2\text{-}41$$

Avec

$$p = \mathrm{csch}\left[0.5\sinh^{-1}(tan\delta_\mu)\right] \qquad 2\text{-}42$$

$$p = \sinh\left[0.5\sinh^{-1}(tan\delta_\mu)\right] \qquad 2\text{-}43$$

Par les équations précédentes, nous obtenons :

$$R_{iL}' = R_i'\ p \qquad 2\text{-}44$$

$$L_{Ri} = R_i'\ q/\omega \qquad 2\text{-}45$$

La nouvelle architecture du circuit équivalent de l'antenne de référence insérée dans un milieu magnétique avec pertes est montrée dans la Figure 2-20. En considérant par exemple les caractéristiques du matériau μ_r= 2 et $tan\delta_\mu$= 0.1 (Figure 2-21),

l'impédance d'entrée obtenue par le circuit équivalent présente un bon accord en les comparant avec les résultats obtenus par la simulation CST (Figure 2-22). Nous remarquons ici également un décalage fréquentiel de l'ordre d'environ 30%.

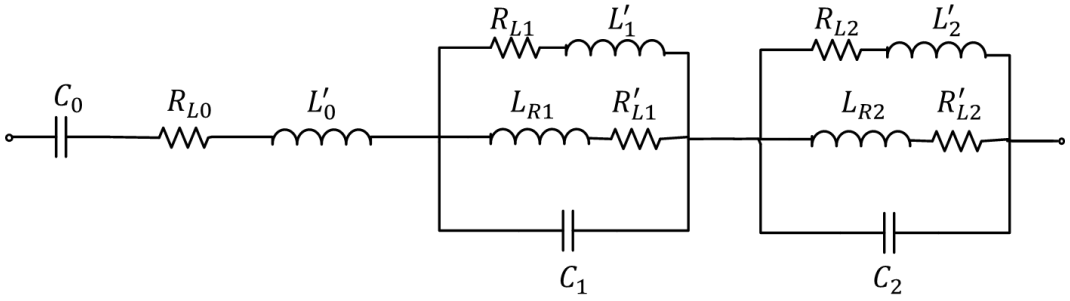


Figure 2-20 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu magnétique, infini et avec pertes, pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.

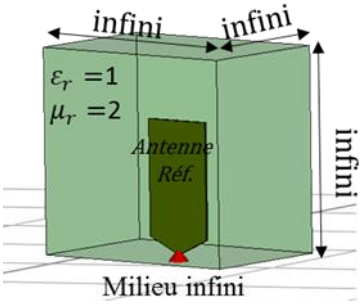
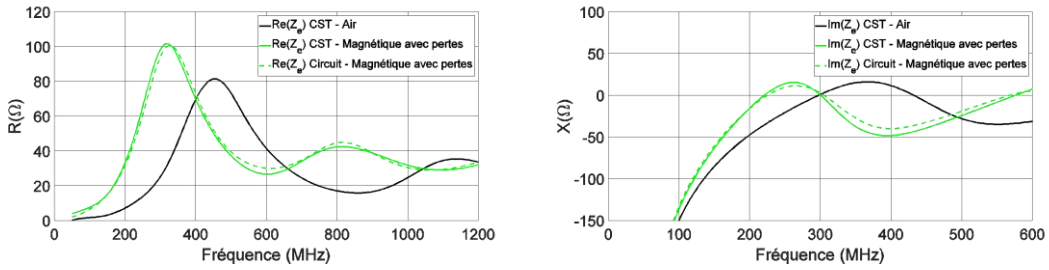


Figure 2-21 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un milieu magnétique, infini et avec pertes pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.



(a) (b)

Figure 2-22 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence simulée dans un milieu magnétique (ε_r= 1, μ_r= 2), infini avec pertes $tan\delta_\mu$= 0.1, et de son circuit équivalent.

- **Milieu Magnéto-Diélectrique (MMD)**

Le MMD est caractérisé par la permittivité et la perméabilité données par les équations 2-14 et 2-34, respectivement. L'antenne insérée dans un MMD infini, peut être modélisée selon les équations 2-27 à 2-28, en combinant les deux modèles ; diélectrique et magnétique, qui sont déjà présentés. Cela correspond aux équations suivantes :

Sans pertes :

$$C_i' = C_i\,(\varepsilon/\varepsilon_0) = C_i\,\varepsilon_r \qquad 2\text{-}46$$

$$L_i' = L_i\,(\mu/\mu_0) = L_i\,\mu_r \qquad 2\text{-}47$$

$$R_i' = R_i\,\frac{\sqrt{\mu/\mu_0}}{\sqrt{\varepsilon/\varepsilon_0}} = R_i\,\sqrt{\mu_r/\varepsilon_r} = R_i \times \xi_r \qquad 2\text{-}48$$

Et avec pertes :

$$C_i' = C_i(\varepsilon/\varepsilon_0) = C_i\,\varepsilon_r(1 - j\,tan\delta_\varepsilon) \qquad 2\text{-}49$$

$$L_i' = L_i\,(\mu/\mu_0) = L_i\,\mu_r(1 - j\,tan\delta_\mu) \qquad 2\text{-}50$$

$$R_i' = R_i\,\frac{\sqrt{\mu/\mu_0}}{\sqrt{\varepsilon/\varepsilon_0}} = R_i\,\sqrt{\frac{\mu_r(1 - j\,tan\delta_\mu)}{\varepsilon_r(1 - j\,tan\delta_\varepsilon)}} \qquad 2\text{-}51$$

Où :

$C_i'(C_i)$: la capacité de la cellule i dans le MMD (dans l'air).
$L_i'(L_i)$: l'inductance de la cellule i dans le MMD (dans l'air).
$R_i'(R_i)$: la résistance de la cellule i dans le MMD (dans l'air).
$tan\delta_\varepsilon$: tangente de perte diélectrique.
$tan\delta_\mu$: tangente de perte magnétique.
ε_r : la permittivité relative du MMD.
μ_r : la perméabilité relative du MMD.
ξ_r : l'impédance d'onde relative dans le MMD.

Lorsque l'antenne de référence est insérée dans un MMD infini (Figure 2-23), avec les caractéristiques μ_r= 2, ε_r=2, $tan\delta_\varepsilon$=0.1 et $tan\delta_\mu$= 0.1, on obtient un décalage fréquentiel de 50 % (f_0 = 300 MHz → 150 MHz). Le modèle équivalent avec pertes est donc validé en comparant son impédance d'entrée calculée utilisant les équations de 2-49 à 2-51 ci-dessus avec les résultats de la simulation CST sur la Figure 2-24. Nous remarquons un très bon accord entre les résultats.

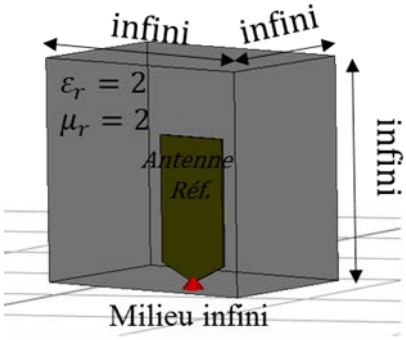
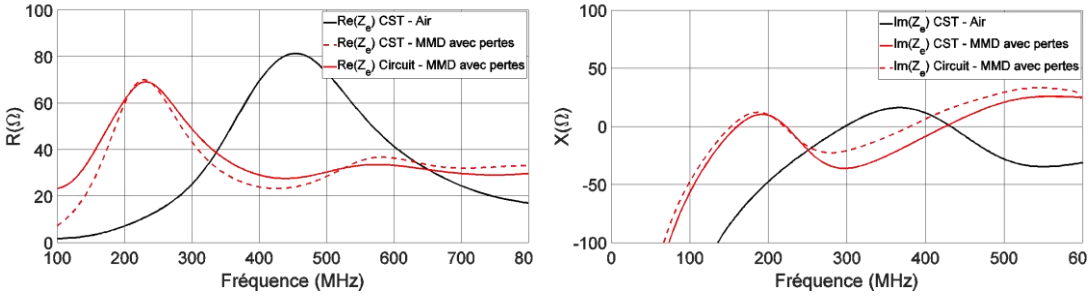


Figure 2-23 Circuit équivalent de l'antenne de référence dans un MMD, infini et avec pertes pour la bande de fréquence 100 – 1400 MHz.



(a) (b)

Figure 2-24 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence dans un MMD (ε_r= 2, μ_r= 2, $tan\delta_\varepsilon$= 0.1, $tan\delta_\mu$= 0.1) infini, et de son circuit équivalent.

2.4. Circuit équivalent de l'antenne insérée dans un MMD de dimensions limitées

Dans la section précédente, nous avons développé le circuit équivalent de l'antenne insérée dans un MMD de dimensions infinies. Pour trouver le modèle de l'antenne monopole insérée dans un MMD des dimensions limitées, les équations présentées ci-dessus sont toujours valables, mais il faut utiliser le milieu effectif (ε_{eff}, μ_{eff}, $\tan\delta_{\varepsilon,eff}$ et $\tan\delta_{\mu,eff}$) au lieu du milieu relatif.

Afin de valider ce concept, nous prenons l'exemple de l'antenne de référence insérée dans un MMD tronqué sur les dimensions de l'antenne (Figure 2-25 a) d'épaisseur de 6 mm, qui a les caractéristiques : $\varepsilon_r = 14$, $\mu_r = 20$, $tan\delta_e$=0.065 et $tan\delta_m$=0.04. Nous pouvons trouver le milieu effectif de ce matériau numériquement par simulation, en observant le décalage de la fréquence de résonance provoqué par le matériau, utilisant l'équation suivante :

$$f_{0,MD} = \frac{f_{0,air}}{\sqrt{\varepsilon_{eff}\,\mu_{eff}}} \qquad 2\text{-}52$$

Où : $f_{0,air}$ la fréquence de résonance de l'antenne dans l'air et $f_{0,MD}$ la fréquence de résonance de l'antenne insérée dans le MMD.

La Figure 2-25 (b) montre le milieu magnétique effectif de l'antenne de référence insérée dans un milieu magnétique (ε_r= 1, μ_r> 1) pour plusieurs valeurs de la

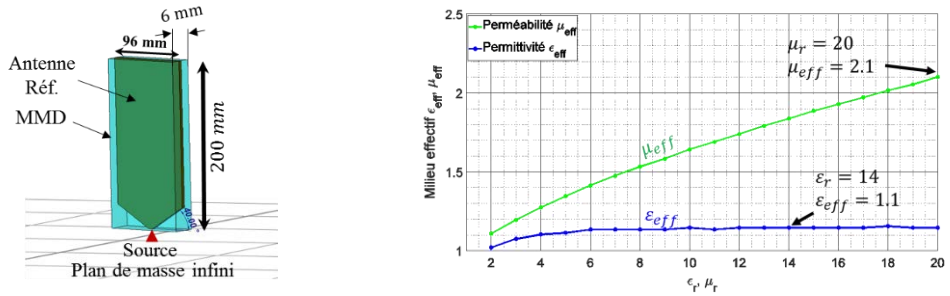
perméabilité relative : μ_r=1, 2, 4 … 20, représenté par la courbe verte, et le milieu diélectrique effectif de l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique ($\varepsilon_r > 1, \mu_r = 1$) pour plusieurs valeurs de la permittivité relative : ε_r=1, 2, 4 … 20, représenté par la courbe bleue. Nous remarquons que pour un matériau tronqué suivant la configuration présentée à la Figure 2-25 (a), μ_{eff} est supérieur à ε_{eff} ce qui traduit que l'impact d'un milieu magnétique est plus important que celui d'un milieu diélectrique. En effet, suivant la géométrie limitée du matériau et son emplacement, on ne perturbe pratiquement que la circulation des lignes des champs magnétiques. Ceci sera discuté dans le chapitre 3.

Pour notre matériau ($\varepsilon_r = 14, \mu_r = 20$), le milieu effectif est rapporté dans le Tableau 2-2, où les tangentes de pertes effectives peuvent être estimées analytiquement par les équations suivantes [50] :

$$tan\delta_{\varepsilon,eff} = tan\delta_{\varepsilon} \frac{1 - \varepsilon_{eff}^{-1}}{1 - \varepsilon_r^{-1}} \qquad 2\text{-}53$$

$$tan\delta_{\mu,eff} = tan\delta_{\mu} \frac{1 - \mu_{eff}}{1 - \mu_r} \qquad 2\text{-}54$$

Où : $tan\delta_{\varepsilon}$ et $tan\delta_{\mu}$ sont les tangentes de perte diélectrique et magnétique, respectivement.



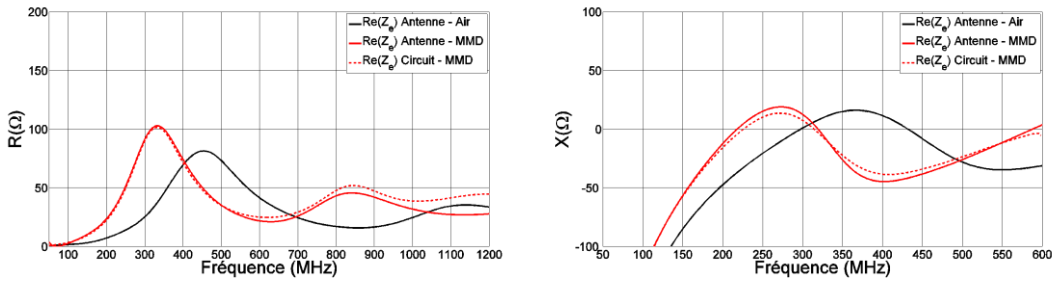
(a) (b)

Figure 2-25 (a) Antenne de référence insérée dans le MMD $\varepsilon_r = 14, \mu_r = 20$, $tan\delta_e$=0.065 et $tan\delta_m$=0.04 tronqué d'épaisseur de 6 mm. (b) Milieux effectifs de l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique pur ou magnétique pur.

	$\boldsymbol{\varepsilon_r}$	$\boldsymbol{\mu_r}$	$\boldsymbol{\varepsilon_{eff}}$	$\boldsymbol{\mu_{eff}}$	$\boldsymbol{n_{eff} = \sqrt{\varepsilon_{eff}\mu_{eff}}}$	$\boldsymbol{tan\delta_{\varepsilon}}$	$\boldsymbol{tan\delta_{\mu}}$	$\boldsymbol{tan\delta_{\varepsilon,eff}}$	$\boldsymbol{tan\delta_{\mu,eff}}$
MMD	14	20	1.1	2.1	1.52	0.065	0.04	0.0064	0.0015

Tableau 2-2 Caractéristiques du MMD utilisé, avec les valeurs du milieu effectif.

En introduisant les caractéristiques du milieu effectif (Tableau 2-2) dans les équations 2-49 à 2-51, et en comparant les résultats de l'impédance d'entrée du circuit équivalent avec l'impédance simulée de l'antenne, nous remarquons un bon accord entre les résultats (Figure 2-26). Nous observons pour ce matériau un décalage fréquentiel de 31% dû principalement à l'effet magnétique.



(a) (b)

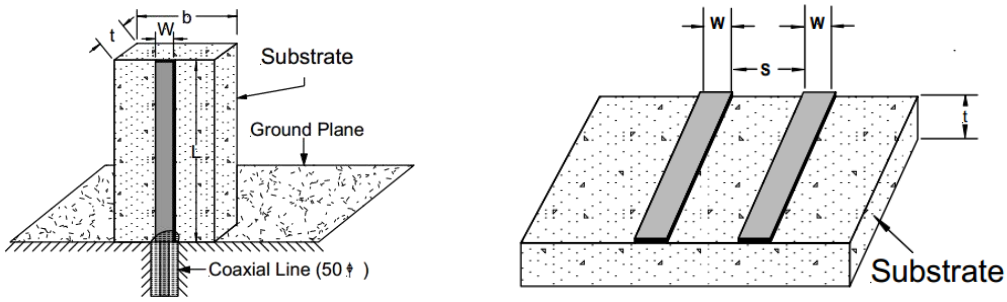
Figure 2-26 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence dans un MMD (ε_r= 2, μ_r= 2, $tan\delta_\varepsilon$= 0.1, $tan\delta_\mu$= 0.1) tronqué, et de son circuit équivalent.

Nous discutons et proposons dans la suite des solutions analytiques qui permettent de déterminer le milieu effectif de l'antenne monopole planaire insérée dans un MMD de dimensions limitées.

2.4.1. Milieu effectif d'un monopole inséré dans un MMD de dimensions infinies avec une épaisseur limitée

On considère une antenne monopole microruban de hauteur « L » et de largeur « W » (Figure 2-27 a), imprimée sur un substrat diélectrique d'épaisseur « t » et de largeur « b ». En supposant que le matériau est homogène, sans pertes et de largeur « b » infinie ; le milieu effectif dans ce cas peut être déterminé analytiquement par une approche quasi statique proposée par Popovic [51] pour un milieu diélectrique, et appliqué à un milieu magnétique dans [52] en utilisant le principe de la dualité.

Dans cette méthode, l'antenne est modélisée par une ligne coplanaire (Figure 2-27 b), qui a la même largeur que l'antenne « W » et imprimée sur un substrat d'épaisseur « t », où les deux lignes microruban sont séparées par une distance « S ».



(a) (b)

Figure 2-27 [52] (a) géométrie de l'antenne monopole imprimée sur un substrat diélectrique ou magnétique. (b) Lignes coplanaires symétrique équivalent de l'antenne monopole imprimée.

Pour un milieu diélectrique, le milieu effectif est calculé pour une antenne imprimée ou insérée dans ce milieu :

$$\text{Imprimée :} \quad \varepsilon_{eff} = 1 + \frac{(\varepsilon_r - 1)}{2} \frac{K(k_1')K(k)}{K(k_1)K(k')} \qquad 2\text{-}55$$

Insérée : $$\varepsilon_{eff} = 1 + (\varepsilon_r - 1)\frac{K(k_1')K(k)}{K(k_1)K(k')} \quad 2\text{-}56$$

Où K(m) est la fonction elliptique d'ordre 1 :

$$K(m) = \int_0^1 [(1-t^2)(1-mt^2)]^{-0.5}\, dt \quad 2\text{-}57$$

Les paramètres k, k_1, k', et k_1' sont liés aux géométries des lignes et du substrat :

$$k = \frac{S}{S+2W} \quad 2\text{-}58$$

$$k_1 = \frac{\tan(\frac{\pi s}{4t})}{\tanh\left(\frac{\pi(s+2W)}{4t}\right)} \quad 2\text{-}59$$

$$k' = \sqrt{1-k^2} \quad 2\text{-}60$$

$$k_1' = \sqrt{1-k_1^2} \quad 2\text{-}61$$

Pour un matériau magnétique, et avec une distance $S > W/4$, le milieu effectif est calculé par les équations suivantes :

Imprimée : $$\mu_{eff} = \frac{2\mu_r}{2\mu_r + (1-\mu_r)\frac{K(k_1')K(k)}{K(k_1)K(k')}} \quad 2\text{-}62$$

Insérée : $$\mu_{eff} = \frac{\mu_r}{\mu_r + (1-\mu_r)\frac{K(k_1')K(k)}{K(k_1)K(k')}} \quad 2\text{-}63$$

En prenant l'exemple de l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique ou magnétique de largeur et de hauteur voisines de $\lambda/4$ à la fréquence de 100 MHz, ce qui représente pratiquement des dimensions infinies, avec une épaisseur limitée (Figure 2-28).

Pour un milieu purement diélectrique, dont la permittivité relative ε_r varie entre 1 et 20, la Figure 2-29 compare le milieu effectif calculé analytiquement et déduit par simulation (l'équation 2-52), pour plusieurs épaisseurs du matériau : 3 mm, 10 mm, 50 mm et 100 mm. La distance S est optimisée pour une valeur optimale égale à $5\ W/8$. Nous remarquons un très bon accord entre les résultats théoriques et numériques.

De la même manière, nous calculons le milieu effectif pour un matériau magnétique. Nous remarquons dans la Figure 2-30, en comparant les résultats numériques et

analytiques, que cette solution n'est valide que pour des valeurs faibles de la perméabilité relative (jusqu'à environ μ_r=5) et également des épaisseurs faibles du substrat (2t < 10 mm), puisque l'erreur augmente rapidement avec les valeurs relatives élevées. On peut déduire que dans cette méthode le principe de dualité n'est pas suffisant pour modéliser correctement le comportement du champ magnétique lorsque μ_r et/ou l'épaisseur sont élevés. On observe que pour ce type d'antenne ε_{eff} est supérieur à μ_{eff} pour les mêmes valeurs de ε_r et μ_r respectivement.

Alors, cette méthode analytique est applicable pour calculer les milieux diélectriques effectifs ε_{eff} pour une antenne monopole insérée dans un MMD de dimensions infinies avec une épaisseur limitée. Cependant, cette méthode n'est pas valide pour des MMD de dimensions limitées.

Dans le cadre de ce projet, nous considérons des matériaux avec 2t = 6 mm et $\mu_r \approx 20$, nous pourrons donc appliquer cette méthode qui donne un μ_{eff} avec une erreur de $\Delta\mu_{eff} \approx 0.7$.

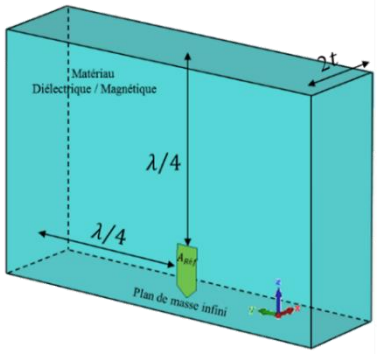


Figure 2-28 Antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique/magnétique de dimensions infinies avec une épaisseur limitée.

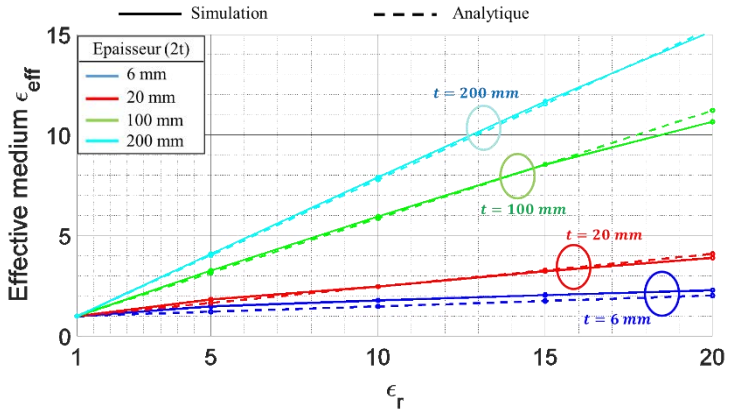


Figure 2-29 Comparaison de résultats théoriques et numériques du milieu diélectrique effectif de l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique pur de dimensions infinies, pour plusieurs valeurs d'épaisseur.

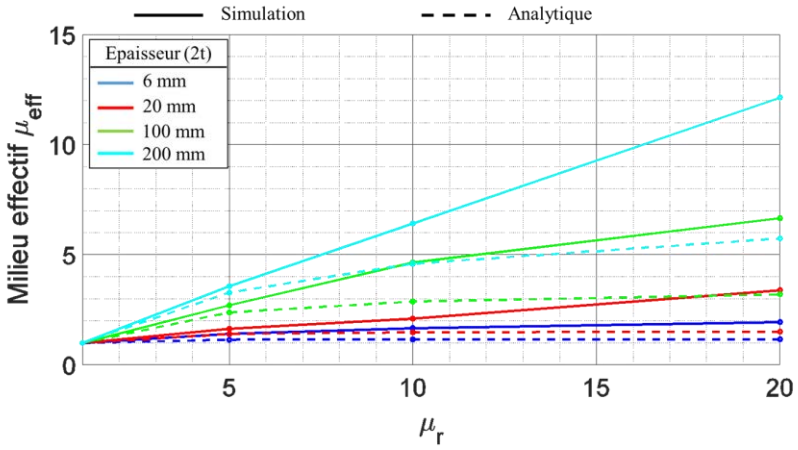


Figure 2-30 Comparaison de résultats théoriques et numériques du milieu magnétique effectif de l'antenne de référence insérée dans un milieu magnétique pur de dimensions infinies, pour plusieurs valeurs d'épaisseur.

2.4.2. Milieu effectif d'un monopole inséré dans un MMD de dimensions limitées

Afin de déterminer analytiquement le milieu effectif d'une antenne planaire insérée dans un MMD de dimensions limitées (tronqué dans notre application), nous proposons d'appliquer la méthode de Popovic pour des monopoles cylindriques entourés par un matériau diélectrique ou magnétique. Pour cela il s'agit d'abord de trouver le monopole cylindrique équivalent recouvert par le MMD, où les milieux effectifs peuvent être déterminés par des équations analytiques [53].

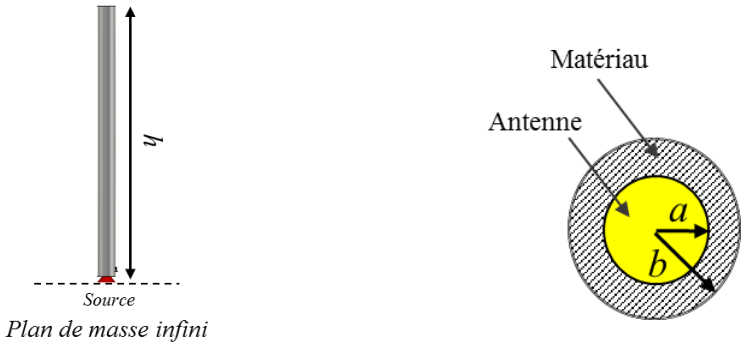
Pour un milieu diélectrique, on a:

$$\frac{1}{\varepsilon_{eff}} = 1 - \left(1 - \frac{1}{\varepsilon_r}\right)\frac{\ln(b/a)}{\ln(h/a)\ - 1} \qquad 2\text{-}64$$

Où a est le rayon de l'antenne monopole cylindrique, b est le rayon total de l'antenne recouvert par un matériau diélectrique ou magnétique, et h est la hauteur de l'antenne, comme c'est illustré sur la Figure 2-31.

Le milieu magnétique effectif peut être obtenu facilement en appliquant le principe de la dualité $\varepsilon = 1/\mu$ [50] :

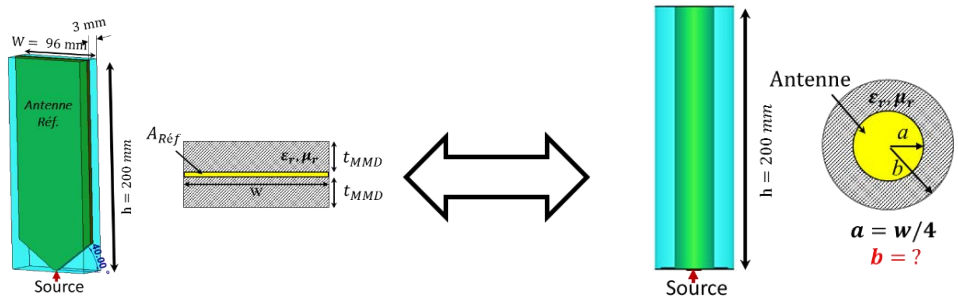
$$\mu_{eff} = 1 + (\mu_r - 1)\frac{\ln(b/a)}{\ln(h/a) - 1} \qquad 2\text{-}65$$



(a) (b)

Figure 2-31 (a) Antenne monopole cylindrique recouverte par un matériau (diélectrique/magnétique). (b) Coupe transversale de l'antenne montrant le rayon de l'antenne *a*, et le rayon total *b*.

Afin de déterminer le milieu magnéto-diélectrique effectif de l'antenne de référence insérée dans un MMD tronqué (Figure 2-32 a), on cherche tout d'abord le modèle filaire équivalent de l'antenne monopole planaire (Figure 2-32 b).



(a) (b)

Figure 2-32 (a) Antenne de référence insérée dans un MMD tronqué. (b) Antenne monopole cylindrique équivalente recouverte par le MMD.

Le rayon équivalent *a* de l'antenne est déterminé par une méthode basée sur une approximation électrostatique classique pour l'antenne sans matériau, qui permet de calculer le rayon équivalent pour diverses sections transversales d'antenne [54]. Pour une antenne planaire infiniment fine et longue de largeur W dans un milieu homogène, le rayon équivalent *a* est déterminé par :

$$a = W/4 \qquad 2\text{-}66$$

La détermination du rayon total *b* a été également développée par Popovic [55] utilisant l'approximation électrostatique avec une approche essentiellement énergétique.

L'approximation consiste à considérer que dans une région proche de l'antenne, les champs électriques et magnétiques sont de nature quasi statique et dues respectivement à la charge et au courant sur une antenne cylindrique de même section que l'antenne initiale. Les deux systèmes (Figure 2-32 a et b) sont tout d'abord symétrisés par l'ajout dans chacun des cas d'un conducteur de référence situé à une distance *d* et de même section droite que le conducteur initial (Figure 2-33). On considère ensuite sur chacun des deux conducteurs des deux systèmes une charge respective par unité de longueur *Q*

et -*Q* et un courant *I* et -*I*. A cette charge correspond une énergie électrique stockée par unité de longueur $W_e = Q^2/2C$, et à ce courant correspond une énergie magnétique stockée par unité de longueur $W_m = LI^2/2$, où C et L sont la capacité et l'inductance par unité de longueur des deux systèmes à deux dimensions.

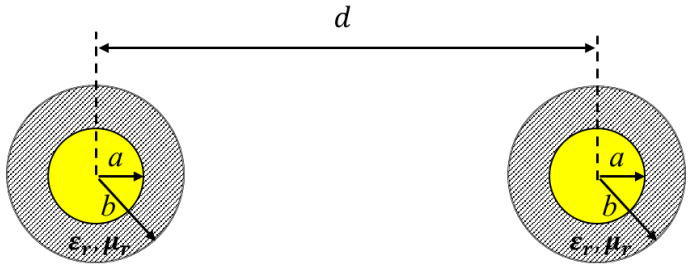


Figure 2-33 Système bifilaire à deux conducteurs parallèles recouverts par MMD.

L'équivalence de ces deux systèmes nécessite que leurs énergies $W_e = W_m$, ce qui revient donc aux deux égalités suivantes :

$$C_a = C_b \qquad 2\text{-}67$$

$$L_a = L_b \qquad 2\text{-}68$$

La capacité C_b, et l'inductance L_b, de l'antenne de référence dans le système b (la Figure 2-32 b) sont déterminées analytiquement par [55] :

$$C_b = \frac{\pi\varepsilon_0}{ln\frac{d}{a} - \left(1 - \frac{1}{\varepsilon_{er}}\right)\ln\frac{b}{a}} \qquad 2\text{-}69$$

$$L_b = \frac{\mu_0}{\pi}\ln\frac{d}{a} + \frac{\mu_e - \mu_0}{\pi}\ln\frac{b}{a} \qquad 2\text{-}70$$

Où :

d : la distance entre les deux conducteurs filaires ($d > a$).
a : le rayon du conducteur de l'antenne équivalente.
b : le rayon total de l'antenne équivalente recouverte par MMD.
ε_0 : la permittivité du vide.
μ_0 : la perméabilité du vide.

Avec les deux équations 2-69 et 2-70 ci-dessus, et en appliquant la condition de l'équivalence (équations 2-67 et 2-68), les rayons totaux b_e et b_m de l'antenne cylindrique équivalente recouverte par un matériau diélectrique et magnétique, respectivement, sont déterminés par [55] :

$$b_e = a\, exp\left[\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1}\left(ln\frac{d}{a} - \frac{\pi\,\varepsilon_0}{C_a}\right)\right] \qquad 2\text{-}71$$

$$b_m = a\, exp\left[\frac{1}{\mu_r - 1}\left(\frac{\pi}{\mu_0} L_a - ln\frac{d}{a}\right)\right] \qquad 2\text{-}72$$

Selon les équations 2-71 et 2-72, le problème principal dans la détermination de l'antenne équivalente est que C_a et L_a ne peuvent pas être calculés de manière simple surtout lorsque le substrat est tronqué, et sont souvent approximées. Une autre difficulté est le choix de d (la distance entre les conducteurs du système bifilaire), qui sera déterminé par une solution numérique.

- **Milieu diélectrique**

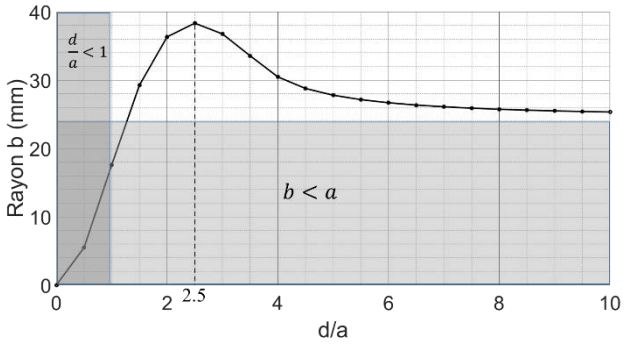
Pour déterminer le rayon total équivalent b_e pour une antenne planaire insérée dans un matériau diélectrique, il faut déterminer la capacité de cette antenne C_a par l'unité de longueur. Deux possibilités pour calculer la capacité de l'antenne :

1. Calculer la capacité de l'antenne par des mesures.
2. Déterminer C_a approximativement en supposant que le matériau est d'une largeur infinie, utilisant des équations développées par Yamashita [56] pour calculer la capacité des lignes coplanaires dans ce cas.

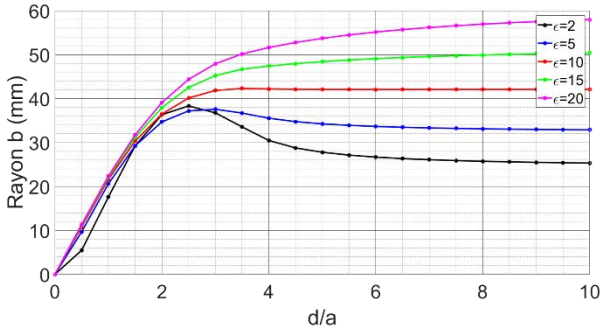
Pour valider la deuxième méthode, nous prenons l'exemple de l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique d'une largeur infinie (Figure 2-28) avec une épaisseur t_{MMD} égale à 3mm.

Afin de déterminer la distance d, en considérant un matériau diélectrique d'une permittivité $\varepsilon_r = 2$, nous traçons dans la Figure 2-34 (a) le rayon total b (calculé par l'équation 2-71) en fonction de d/a. Nous choisissons la valeur $d = 2.5a = 2.5\,W/4$ qui donne la valeur maximum du rayon total b. Nous observons sur la Figure 2-34 (a) que la valeur choisie de d a été prise hors de deux régions qui ne satisfont pas les conditions du rayon équivalent b, où il fait satisfaire les conditions : $b > a$ et $d/a > 1$.

Pour plusieurs milieux diélectriques $\varepsilon_r = 2{,}5{,}10{,}15$ et 20 (Figure 2-34 b), nous observons qu'en augmentant la permittivité du matériau, la valeur maximale de b décale vers des valeurs un peu plus élevées de d/a. Nous choisissons la valeur $d = 2.5\,a$ pour tous les milieux diélectriques.



(a)



(b)

Figure 2-34 Le rayon total b en fonction de *d*/*a* pour l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique (a) $\varepsilon_r = 2$, et (b) pour plusieurs milieux diélectriques $\varepsilon_r = 2{,}5{,}10{,}15\ et\ 20$.

Nous varions la permittivité du matériau entre 1 et 20, et calculons la capacité C_a, le rayon total b_e et le milieu effectif ε_{eff} pour chaque valeur de la permittivité (Tableau 2-3). La Figure 2-35 montre les milieux effectifs numériques et analytiques, avec un bon accord entre les résultats, avec une erreur maximale de 0.2 pour $\varepsilon_r = 20$ à cause du choix de la distance *d*.

$\boldsymbol{\varepsilon_r}$	$\boldsymbol{\varepsilon_{eff}}$ **(Simulation)**	$\boldsymbol{C'_a(pF)}$	$\boldsymbol{b_e\ (mm)}$	$\boldsymbol{\varepsilon_{eff}}$ **(Analytique)**
1	1	36.81	**24**	1
5	1.48	49.16	**37.19**	1.45
10	1.77	61.27	**40.11**	1.70
15	2.04	72.63	**42.50**	1.91
20	2.29	83.59	**44.36**	2.09

Tableau 2-3 Valeurs analytiques du milieu effectif de l'antenne de référence, la capacité C'_a par l'unité de longueur et le rayon total b_e de l'antenne cylindrique équivalente, pour plusieurs valeurs de la permittivité relative.

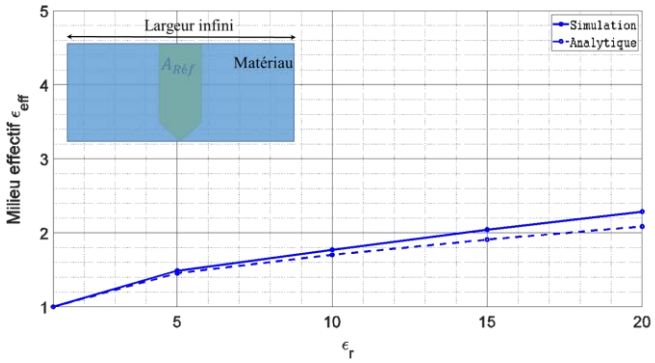


Figure 2-35 Comparaison de résultats numériques et analytique du milieu diélectrique effectif de l'antenne de référence insérée dans un milieu diélectrique pur d'une largeur infinie, avec une épaisseur de 3 mm.

Dans le cas d'une antenne insérée dans un matériau d'une largeur limitée, l'approximation de la capacité C_a donnée par [56] n'est pas valide. Alors, comme il n'y a pas une solution analytique pour déterminer la capacité par l'unité de longueur, dans ce cas nous proposons de corriger la valeur de la capacité donnée par [56] pour un matériau d'une largeur infinie, numériquement en multipliant sa valeur par un facteur α :

$$C_{a,limité} = \alpha\, C_{a,infini} \qquad 2\text{-}73$$

En prenant l'exemple de l'antenne de référence insérée dans un matériau diélectrique tronqué (sa largeur est limitée à la largeur de l'antenne) (la Figure 2-32 a), avec une épaisseur limitée à 3 mm. Nous varions la permittivité relative du matériau entre 2 et 10. En corrigeant la valeur de la capacité pour chaque permittivité, nous obtenons les valeurs rapportées dans le Tableau 2-4.

ε_r	ε_{eff} (simulation)	$C_a(pF)$	α	$b_e(mm)$	ε_{eff} (analytique)
2	1.053	32.60	0.8	**27.24**	1.060
3	1.074	33.28	0.75	**27.08**	1.066
4	1.084	33.51	0.72	**26.93**	1.083
5	1.092	33.91	0.69	**27.06**	1.094
6	1.095	34.10	0.66	**27.08**	1.099
7	1.099	34.10	0.63	**27.00**	1.099
8	1.103	34.50	0.61	**27.21**	1.109
9	1.106	34.76	0.59	**27.35**	1.116
10	1.106	34.30	0.56	**26.98**	1.104

Tableau 2-4 Valeurs analytiques du milieu effectif ε_{eff} de l'antenne de référence, capacité C'_a par unité de longueur, facteur de correction α et rayon total b_e de l'antenne cylindrique équivalente, pour plusieurs valeurs de la permittivité relative.

Après la correction des valeurs des capacités C_a approximées pour chaque milieu diélectrique relatif, nous remarquons dans le Tableau 2-4 que la valeur du rayon total b_e est voisine de **27 mm** pour toutes les valeurs de permittivité relative, ce qui correspond au rayon de l'antenne a avec la même épaisseur du matériau t_{MMD}.

Par conséquent, nous considérons que le rayon total b_e est constant pour toutes les valeurs de la permittivité relative, et donné simplement par :

$$b_e = a + t_{MMD} \qquad 2\text{-}74$$

En calculant le milieu diélectrique effectif utilisant un rayon total constant, qui égale dans ce cas à 27 mm, nous obtenons un très bon accord entre les résultats numérique et analytique (Figure 2-36).

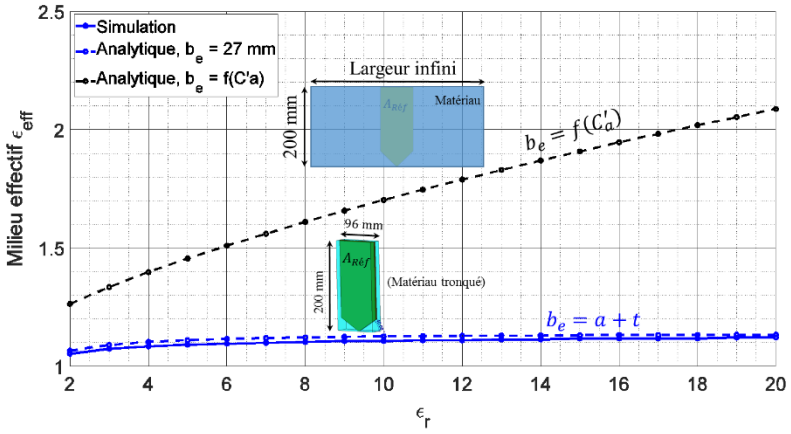


Figure 2-36 Comparaison de résultats numérique et analytique du milieu diélectrique effectif de l'antenne de référence insérée dans un matériau diélectrique pur d'une largeur infinie et tronqué, pour une épaisseur de 3 mm.

- **Milieu magnétique**

Pour déterminer le rayon total équivalent b_m pour une antenne planaire insérée dans un matériau magnétique, il faut déterminer l'inductance de cette antenne L_a par l'unité de longueur. Il n'existe pas de méthode analytique simple qui permet de calculer la valeur de l'inductance.

En prenant l'exemple de l'antenne de référence insérée dans un matériau magnétique tronqué (Figure 2-32 a), avec une épaisseur t_{MMD} de 3 mm, nous pouvons approximer le rayon total b_m selon l'équation 2-74, qui correspond dans cet exemple à 27 mm.

En variant la perméabilité relative du matériau entre 1 et 20 et pour plusieurs épaisseurs du matériau (Figure 2-37), nous obtenons un très bon accord entre les résultats.

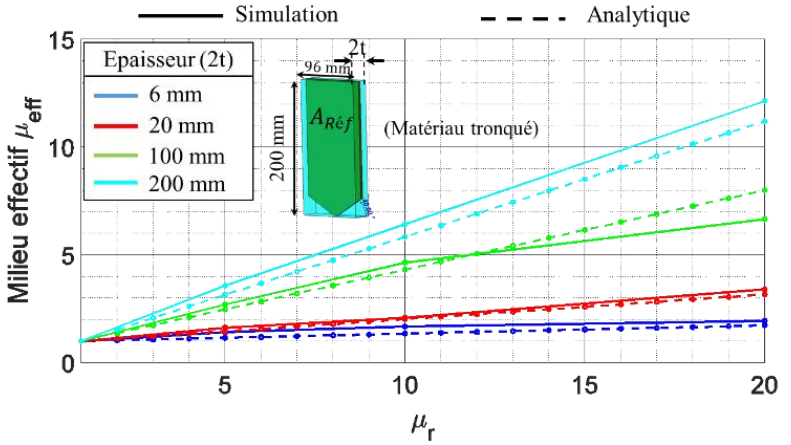


Figure 2-37 Comparaison de résultats numérique et analytique du milieu magnétique effectif de l'antenne de référence insérée dans un matériau magnétique pur tronqué, pour une épaisseur de 3 mm.

Considérons notre antenne de référence insérée dans le matériau MMD (ε_r = 14, μ_r = 20) tronqué, d'épaisseur 3 mm de chaque coté (Figure 2-32). En appliquant les méthodes analytiques montrées précédemment, nous obtenons le milieu effectif

théorique (ε_r = 1.1, μ_r = 2.1), qui correspond parfaitement aux résultats numériques rapportés dans le Tableau 2-2.

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un circuit équivalent de l'antenne monopole large bande chargée par un Matériau Magnéto-Diélectrique (MMD). Ce circuit est développé à partir de l'impédance d'entrée simulée ou mesurée de l'antenne dans l'air, et des caractéristiques du MMD utilisé (ε_r, μ_r, $tan\delta_\varepsilon$ et $tan\delta_\mu$).

Une antenne monopole planaire large bande dans l'air a été modélisée par un circuit RLC multi résonant dérivé à partir de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne. Ensuite, nous avons modélisé l'antenne insérée dans un MMD sans pertes utilisant la même topologie du circuit équivalent de l'antenne dans l'air, en changeant les valeurs de ses éléments qui dépendent dans ce cas des caractéristiques du MMD. Ensuite, l'effet des pertes du MMD a été modélisé par des résistances ajoutées en série et en parallèle aux inductances et aux capacités du circuit équivalent, respectivement.

Pour modéliser l'antenne insérée dans un MMD de dimensions limitées, il suffit de remplacer les caractéristiques relatives du MMD (ε_r, μ_r) par le milieu effectif du MMD (ε_{eff}, μ_{eff}). Nous avons alors déterminé le milieu effectif du MMD de dimensions limitées par une méthode analytique basée sur la détermination du monopole cylindrique équivalent de notre monopole planaire et recouvert par un MMD cylindrique équivalent du MMD planaire.

Les impédances d'entrée simulées de l'antenne monopole large bande insérée dans un MMD de dimensions infinies ou limitées, ont été comparées avec celles des circuits équivalents développés, et présentent un très bon accord.

Chapitre 3

Miniaturisation d'antennes monopoles planaires par l'utilisation d'un Matériau Magnéto-Diélectrique (MMD)

3.1. Introduction

Dans nombreux systèmes de communication ; du système mobile au système aéronautique, les antennes monopoles planaires sont largement utilisées en raison de leur structure simple, leur taille compacte et leur facilité de fabrication [42], [57]–[59]. Dans les bandes de fréquences VHF et UHF, la taille de ce type d'antennes reste importante ($\lambda_0/4$), qui peut augmenter la traînée de l'aéronef, en plus de limiter les lieux d'installation possibles [38]. Par conséquent, une petite taille de ce type d'antenne est nécessaire et constitue un problème critique dans ces applications.

Parmi les différentes techniques de miniaturisation existantes, l'utilisation de Matériaux Magnéto-Diélectriques semi-massifs (MMD) (μ_r >1 et ε_r >1) [60] est l'une des plus prometteuses pour réduire la taille de l'antenne. Malgré l'utilisation d'un matériau à haute permittivité, la même miniaturisation peut être obtenue en utilisant des matériaux MMD de même indice $n = (\mu_r \varepsilon_r)^{0.5}$ avec une permittivité et une perméabilité modérées, ceci permettra d'éviter le confinement du champ très concentré dans la région à haute permittivité. Le milieu est ainsi beaucoup moins capacitif par rapport à la permittivité élevée du milieu uniquement diélectrique, qui se traduit par une faible efficacité de l'antenne et un fonctionnement à bande étroite [24], [61]. D'autre part, l'adaptation de l'antenne est difficile dans un milieu de permittivité élevée à cause du facteur de qualité élevé dans ce milieu.

Depuis le travail de Hansen et Burke [26], les MMD sont connus pour être plus avantageux en miniaturisation d'antenne, et dans les applications d'antennes ultra-large bande depuis le travail de Volakis [62]. De nombreuses autres études ont confirmé que les MMD donnent des bandes plus larges et des meilleures efficacités par rapport aux matériaux diélectriques (ε_r >1, μ_r = 1) [19], [26], [27], [63]. De plus, les MMD doivent avoir des tangentes de pertes diélectriques et magnétiques suffisamment faibles pour assurer de bonnes performances aux antennes.

Ces dernières années, la technologie moderne de fabrication de matériaux a permis de concevoir des substrats composites ou nano composites avec différents types d'inclusions magnétiques mélangés à des matériaux hôtes diélectriques. La plupart de ces substrats MMD ont été utilisés pour miniaturiser des antennes planaires (patch, PIFA et IFA), avec un rapport μ_r/ε_r de 1.5 [63], [64], 5.9 [29] et 2.1 [33], et tangentes

de pertes ($\tan\delta_{\varepsilon,\mu}$) inférieures à 0.1 pour une bande de fréquence allant jusqu'à 700 MHz.

Dans ce chapitre, nous étudions l'effet du MMD qui présente dans la bande de fréquence VHF une perméabilité plus élevée ($\mu_r \approx 20$) que la permittivité ($\varepsilon_r \approx 14$), sur la miniaturisation d'une antenne monopole planaire dans la bande VHF 100 - 200 MHz. Tenant compte de certaines contraintes technologiques pour la réalisation de ce type de matériau, notre objectif en conception d'antenne est d'optimiser l'utilisation de ce matériau en ce qui concerne taille, d'épaisseur et de sa position sur la structure de l'antenne. Afin d'atteindre un taux de miniaturisation optimal en couvrant moins que possible de la surface de l'antenne.

Pour augmenter l'impact magnétique du MMD, nous proposons une nouvelle topologie de l'antenne monopole planaire utilisant des fentes. Cette configuration permet de réduire la taille du MMD de 80% en optimisant sa position. L'effet du gap d'air, en raison de l'épaisseur de la métallisation lors de l'utilisation du MMD planaire (MMD-P), sur la distribution du champ magnétique est ensuite étudié. Une nouvelle topologie du MMD sous la forme de tores cylindriques (MMD-TC) a été proposée permettant de résoudre cet effet et d'augmenter l'impact magnétique du MMD afin d'obtenir des taux de miniaturisation très élevés allant jusqu'à 60%, tout en réduisant considérablement le volume du MMD.

Le chapitre est organisé de la manière suivante : après avoir présenté le MMD fabriqué dans la section 3.2, et la géométrie de l'antenne considérée dans la section 3.3, l'impact du MMD-P (épaisseur et position sur la structure de l'antenne) sur la miniaturisation de l'antenne est présenté dans la section 3.4. Nous présentons le principe de la miniaturisation d'antenne par MMD à l'aide des fentes dans la section 3.5, ensuite, dans la section 3.6, les dimensions du MMD seront optimisées, puis sa géométrie sera développée afin de réduire la quantité de matériau nécessaire tout en conservant le même taux de miniaturisation. Dans la section 3.7, l'antenne sera adaptée par un circuit d'adaptation large bande, puis, dans la section 3.8 nous étudions l'intégration de l'antenne dans le radôme. Enfin, dans la section 3.9, la miniaturisation du monopôle planaire par MMD et à l'aide des fentes est validée par les mesures.

3.2. Présentation du MMD utilisé

L'avancée des travaux dans l'élaboration de matériaux aux fréquences micro-ondes a permis d'envisager l'utilisation de composites magnéto-diélectriques ($\varepsilon_r > 1$, $\mu_r > 1$) comme solution pour miniaturiser les antennes. Dans [65], il est notamment montré que les antennes microruban (Patch, PIFA) conçues sur des MMD permettent de miniaturiser les antennes tout en conservant un rapport intéressant entre les performances et la taille de l'antenne.

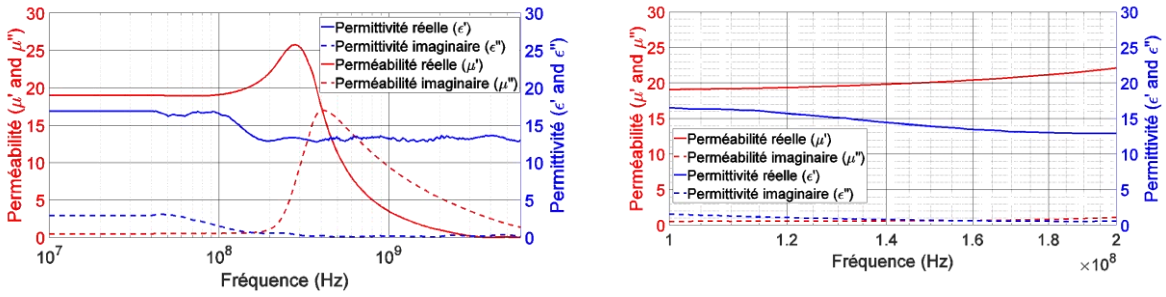
Nous présentons dans cette section le MMD élaboré par le Lab-STICC dans le cadre du projet MISTRAL, et retenu pour obtenir une perméabilité élevée ainsi qu'une dispersion aussi faible que possible dans une bande de fréquence 100-200 MHz, avec un coût de production limité. Il s'agit d'une ferrite synthétisé par voie chimique (avec

une méthode de coprécipitation [60]). Cette méthode d'élaboration est simple, rapide et peu couteuse. Elle permet d'obtenir des particules de dimension nanométrique, de forme sensiblement sphérique, ainsi qu'un contrôle précis de la composition.

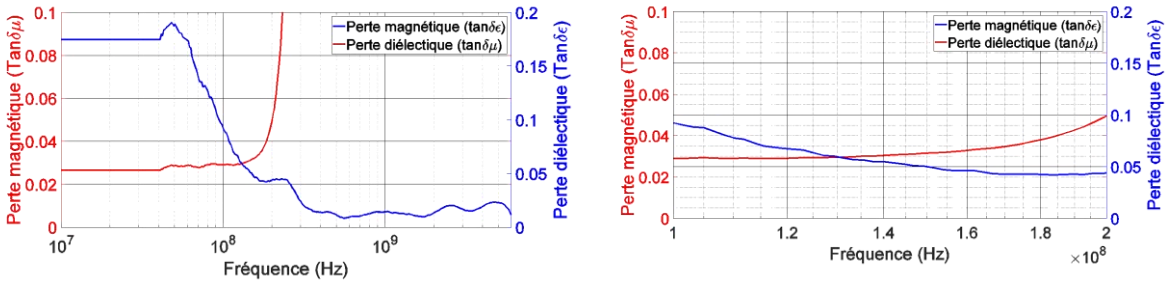
A l'aide d'un traitement thermique approprié, les propriétés électromagnétiques du matériau ainsi obtenu à partir de cette poudre, sont adaptées aux propriétés recherchées. Des tores au format APC7 et des plaquettes sont mis en forme par compression sous 100 MPa. Les propriétés électromagnétiques sont caractérisées en cellule coaxiale dans la bande de fréquence 100 MHz à 6 GHz. Les spectres de perméabilité (μ_r) et de permittivité (ε_r) relatives obtenus sont présentés sur la Figure 3-1, ainsi que les tangentes des pertes magnétiques et diélectriques ($tan\delta_\mu = \mu''/\mu'$ et $tan\delta_\varepsilon = \varepsilon''/\varepsilon'$, respectivement) dans la bande de fréquence 100 – 200 MHz.

On observe qu'entre 100 MHz et 200 MHz, la perméabilité est élevée ($19 < \mu_r < 22$) avec une permittivité voisine de 15 ($13 < \varepsilon_r < 16$). Le rapport μ'/ε' varie entre 1.46 et 1.37. Dans cette bande de fréquence, les pertes magnétiques sont faibles ($0.03 < tan\delta_\mu < 0.05$). Cette propriété est liée aux dimensions nanométriques des grains (de l'ordre de 40 nm), qui sont préservées lors du traitement thermique, par l'application d'une température de frittage modérée : la croissance des grains, et la formation de parois de domaines qui lui est associée (et à laquelle sont toujours associées des pertes magnétiques dès les fréquences basses) sont ainsi évitées. Les pertes diélectriques sont inférieures à 0.03 dans la bande comprise entre 100MHz et 200MHz. La somme des pertes magnétiques et diélectriques est comprise donc entre 0.06 et 0.08. Ces valeurs sont relativement faibles compte tenu de l'aspect semi-massif des échantillons. Ces propriétés sont comparables à celles de matériaux peu dispersifs développés par ailleurs :

- La somme des pertes pour une ferrite est de 0.035 sous 200 MHz, mais avec des valeurs de perméabilité et de permittivité inférieures ($\mu' = \varepsilon' = 6.2$) [66].
- Une ferrite utilisant le Lithium de composition $Li_{0.5}Fe_{2.5}O_4$ présente, à des fréquences inférieures à 100MHz, des valeurs de $\mu' = 18$ et $\varepsilon' = 9$ et des pertes très faibles avec un matériau de type fritté à 950°C, mais la somme des pertes est proche de 6 à 100 MHz [67].



(a)

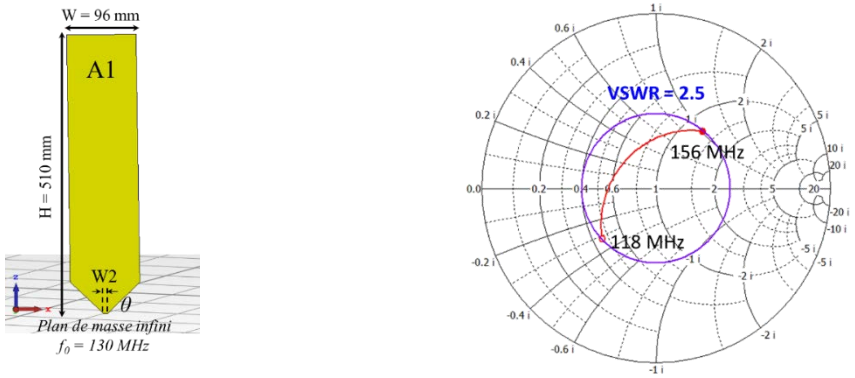


(b)

Figure 3-1 (a) Caractéristiques du MMD dans les bandes 100 MHz – 6 GHz et 100 – 200 MHz. (b) Pertes magnétiques et diélectriques du MMD dans les bandes 100 MHz - 6 GHz et 100 – 200 MHz.

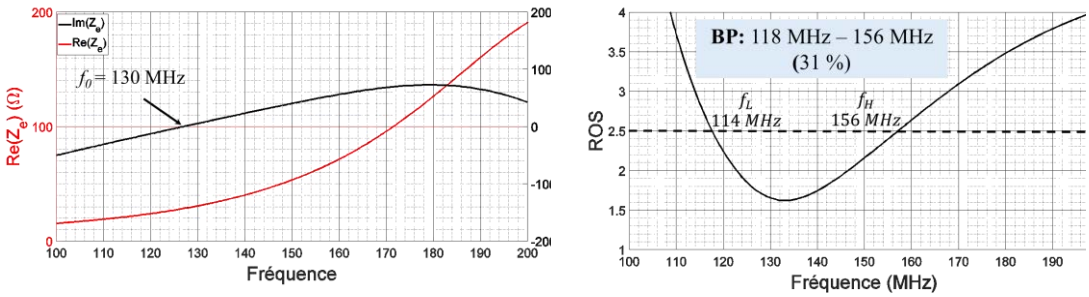
3.3. Géométrie de l'antenne monopole planaire large bande fonctionnant dans la bande VHF

Une antenne monopole planaire large bande appelée «A1» est conçue pour fonctionner dans la bande VHF (Figure 3-2) avec une hauteur H = 51 cm ($\approx \lambda_0 / 4.5$) et une largeur W = 96 mm. Les dimensions W2 = 5 mm et $\boldsymbol{\theta}$ = 40 mm sont optimisées pour obtenir une large bande passante. La Figure 3-3 (a) et (b) présente l'impédance d'entrée et le ROS de l'antenne avec une bande passante de 31 % (pour ROS < 2.5), qui couvre la bande de fréquence ciblée de 118 – 156 MHz (Figure 3-2 b), autour de sa fréquence de résonance f_0 = 130 MHz. Nous supposons dans notre étude que le plan de masse de l'antenne monopole a des dimensions infinies.



(a) (b)

Figure 3-2 (a) Antenne monopole planaire simple A1 de hauteur de 510 mm. (b) Abaque de Smith de l'impédance d'entrée de l'antenne A1 dans la bande 118 - 156 MHz.



(a) (b)

Figure 3-3 (a) Impédance d'entrée de l'antenne A1. (b) ROS de l'antenne A1.

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

Les contraintes technologiques de réalisation du MMD nous ont amené à optimiser l'utilisation de ce matériau en termes de taille, d'épaisseur et de la position sur la structure de l'antenne. Nous présentons dans la suite une étude de l'impact du MMD sur l'antenne monopole large bande A1, suivie par une validation des résultats par les mesures.

3.4.1. Distribution des champs électrique et magnétique

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

En calculant les courants de surface sur l'antenne A1 à la fréquence de résonance de 130 MHz; nous observons sur la Figure 3-4 que l'intensité des courants de surface est maximale (≈ 8 dB A/m) dans la région proche de la source, où elle diminue progressivement jusqu'à la valeur minimale (≈ -12 dB A/m) à l'extrémité de l'antenne. Par conséquent, nous pouvons déduire que l'intensité du champ magnétique créé par le passage du courant est maximale au voisinage de la source, comme c'est montré sur la Figure 3-5 (a) et (b). La Figure 3-5 (c) montre la direction des lignes du champ magnétique qui font des cercles perpendiculaires à la direction du courant.

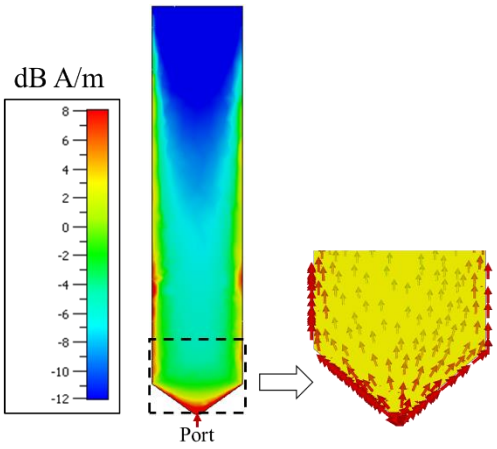
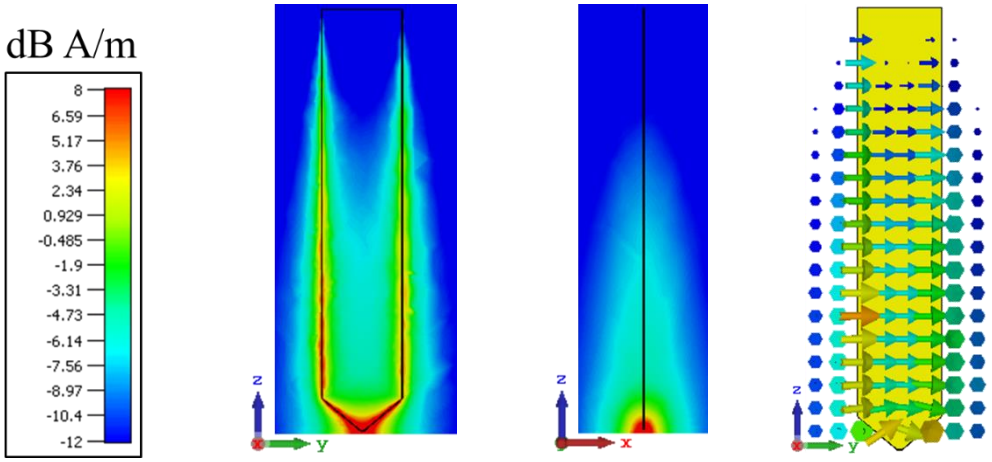


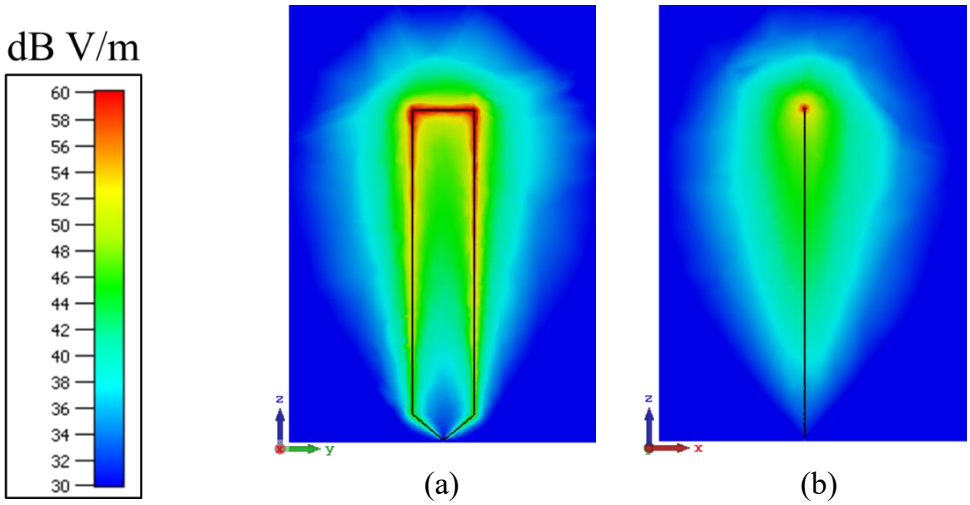
Figure 3-4 Densités de courants de surface de l'antenne A1 à 130 MHz



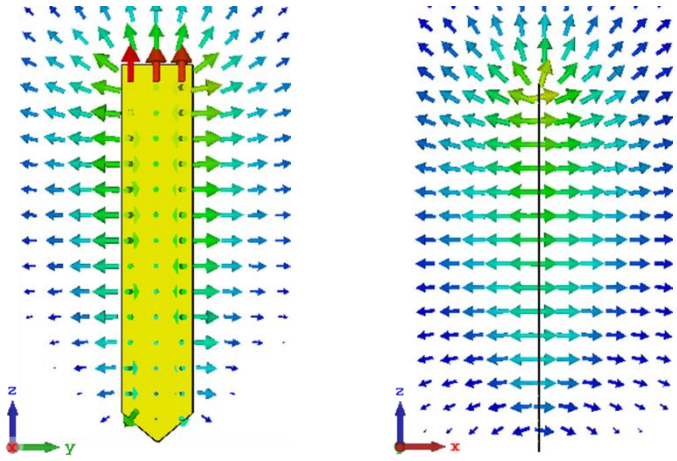
(a) (b) (c)

Figure 3-5 Amplitude du champ magnétique de l'antenne A1 : (a) dans le plan yz et (b) dans le plan xz. (c) Vecteurs du champ magnétique dans le plan yz

En calculant le champ électrique de l'antenne A1 à la fréquence de résonance de 130 MHz, nous remarquons sur la Figure 3-6 (a) et (b) que l'amplitude est maximale (≈ 60 dB V/m) à l'extrémité ouverte de l'antenne et minimale (≈ 30 dB V/m) au voisinage de la source. Nous observons sur la Figure 3-6 (c) et (d) que les lignes du champ électrique se propagent de la surface de l'antenne vers le plan de masse. Par conséquent, à l'inverse des lignes du champ magnétique, le champ électrique est fort dans les espaces autour de l'antenne et n'est pas concentré proche de la surface de l'antenne comme le cas du champ magnétique (Figure 3-5 a et b).



(a) (b)



(c) (d)

Figure 3-6 Amplitude du champ électrique de l'antenne A1 : (a) dans le plan yz et (b) dans le plan xz. Vecteurs du champ électrique de l'antenne A1 : (c) dans le plan yz et (b) dans le plan xz.

3.4.2. Milieu effectif de l'antenne miniaturisée par le MMD

Il a été montré que la réduction de la taille des antennes monopoles par un MMD est beaucoup plus importante lorsque l'antenne est insérée dans ce matériau [52] ; lorsque le monopole est imprimé sur un substrat MMD de dimensions supposées infinies, le milieu magnétique effectif μ_{eff} n'est pas proportionnel à μ_r ; plus le μ_r augmente, plus le μ_{eff} tend vers 2. Par conséquent, en utilisant le MMD comme un substrat, la réduction de taille ne peut pas dépasser 30 %. Dans l'autre cas, lorsque le monopôle est inséré dans le MMD de dimensions infinies, nous trouvons que μ_{eff} est égale à μ_r.

Dans notre cas, le MMD doit être tronqué pour satisfaire le cahier des charges au niveau des dimensions de l'antenne, et pour des raisons de facilité de fabrication et de coût, nous limitons notre étude au MMD de 3 mm d'épaisseur. Nous étudions les milieux effectifs diélectriques ε_{eff} et magnétiques μ_{eff} pour l'antenne A1 imprimée sur un substrat diélectrique/magnétique (Figure 3-7 a), et insérée dans un matériau diélectrique/magnétique (Figure 3-7 b). Le milieu effectif est calculé à partir du décalage de la fréquence de résonance de l'antenne utilisant l'équation 2-28.

En considérant d'abord un matériau diélectrique ($\varepsilon_r > 1, \mu_r = 1$), nous varions la permittivité entre 2 et 20 et calculons ε_{eff} pour chaque valeur pour l'antenne A1 dans les deux cas de la Figure 3-7. Nous obtenons sur la Figure 3-8 les courbes bleues et nous remarquons que le ε_{eff} est très faible (inférieure à 1.1) pour les deux cas et pour toutes les valeurs relatives. Ce comportement peut être expliqué par la distribution du champ électrique (Figure 3-6), où l'épaisseur et les dimensions du matériau diélectrique sont trop faibles et ne sont pas suffisantes pour pouvoir modifier la distribution du champ électrique.

Ensuite, nous considérons un matériau magnétique ($\varepsilon_r = 1, \mu_r > 1$), et nous varions la perméabilité relative entre 2 et 20 et calculons μ_{eff} pour chaque valeur et pour les deux cas de l'antenne A1 (Figure 3-7). Nous obtenons sur la Figure 3-8 les courbes vertes et nous observons que μ_{eff} augmente avec les valeurs de μ_r, et que μ_{eff} de l'antenne

insérée dans le matériau est supérieur à celui de l'antenne imprimée sur le substrat du matériau. Dans cette configuration, le champ magnétique (Figure 3-5) se trouve dans un milieu magnétique plus homogène permettant de croitre l'énergie magnétique stockée dans le champ proche (Figure 3-7 b).

Le MMD utilisé (voir la section 3.2) a les caractéristiques moyennes dans la bande de fréquence 100-200 MHz : $\varepsilon_r = 14, \mu_r = 20, tan\delta_\varepsilon = 0.03$ et $tan\delta_\mu = 0.04$. A partir de la Figure 3-8 et pour $\mu_r = 20$; nous pourrons obtenir une diminution de la fréquence de résonance de 25.2 % ($\mu_{eff} \approx 1.79$) dans le cas de l'antenne insérée dans le MMD et de 10.2 % ($\mu_{eff} \approx 1.24$) pour l'antenne imprimée sur le MMD. Ainsi, l'antenne monopole considérée dans cette étude est insérée dans le MMD.

Concernant la permittivité relative du MMD $\varepsilon_r = 10$; comme l'épaisseur de 3 mm est très petite par rapport à la longueur d'onde ($\lambda_0 \approx 2.3$ m à 130 MHz) et puisque le substrat est tronqué, la permittivité effective dans ce cas ne dépasse pas 1.05 ($\varepsilon_{eff} \approx 1$), comme nous pouvons le remarquer sur la Figure 3-8.

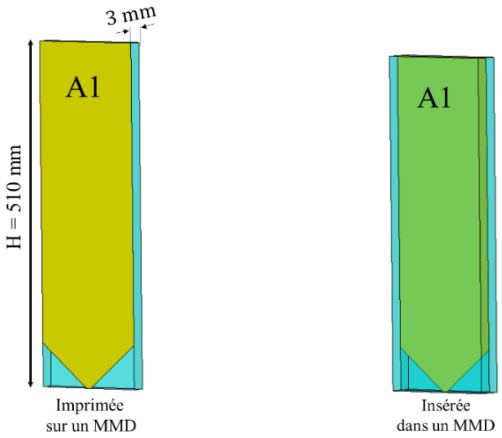


Figure 3-7 Antenne A1 (a) imprimée et (b) insérée dans le MMD.

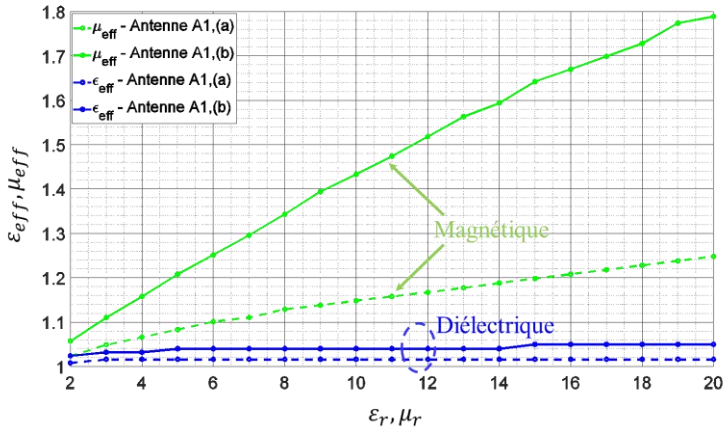


Figure 3-8 Milieux effectifs ($\varepsilon_{eff}, \mu_{eff}$) en fonction des milieux relatifs (ε_r, μ_r) pour les deux monopoles : (a) imprimée sur un substrat diélectrique/magnétique et (b) insérée dans un matériau diélectrique/magnétique.

3.4.3. Effet de la taille et de la position du MMD

Le but de cette étude est de déterminer l'impact de l'épaisseur, la largeur ainsi que la hauteur du MMD ($\varepsilon_r = 14, \mu_r = 20, tan\delta_\varepsilon = 0.03$ et $tan\delta_\mu = 0.04$) sur la réduction de la fréquence de résonance f_0. Nous considérons dans cette étude l'antenne A1 insérée dans le MMD.

- **Variation de l'épaisseur t_{MMD}**

Nous varions l'épaisseur du MMD (t_{MMD}) entre 1 mm et 15 mm, et nous traçons la fréquence de résonance f_0 et son taux de réduction en fonction de t_{MMD}. La Figure 3-9 montre que le taux de réduction augmente de 12 % à 44 % ce qui correspond à une baisse de la fréquence de résonance de 114 MHz à 71 MHz, respectivement. Pour la limite d'épaisseur de 3 mm ; l'antenne résonne à 98.5 MHz avec un taux de réduction de 22%. Les fréquences de résonance et leur taux de réduction respectif sont calculés à partir des parties imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne pour les différentes valeurs de t_{MMD}. L'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de t_{MMD} est montrée sur la Figure 3-10.

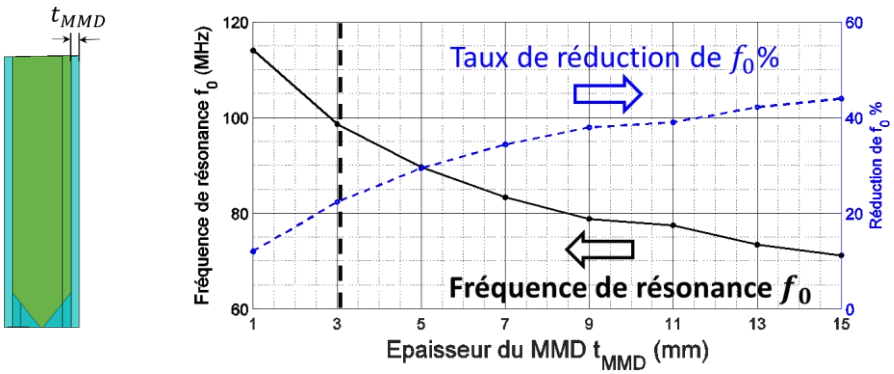
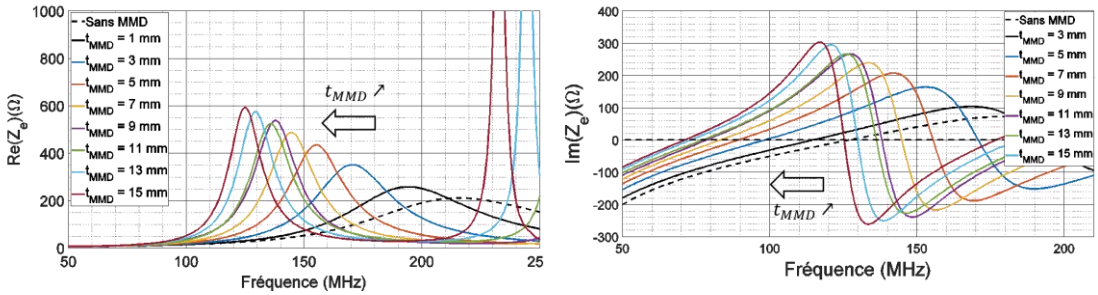


Figure 3-9 Fréquence de résonance et son taux de réduction de l'antenne A1 insérée dans le MMD, pour plusieurs valeurs d'épaisseur du MMD, qui varie entre 1 mm et 15 mm.



(a) (b)

Figure 3-10 Parties (a) réelles et (b) imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne A1 insérée dans le MMD pour plusieurs valeurs de t_{MMD} qui varie entre 1 mm et 15 mm.

Afin de comprendre la contribution des parties magnétique et diélectrique du MMD sur la réduction de f_0, nous traçons les milieux effectifs ($\varepsilon_{eff}, \mu_{eff}$) en fonction de l'épaisseur totale du MMD $2 \times t_{MMD}$ sur la Figure 3-11. Nous trouvons que le milieu magnétique effectif μ_{eff} augmente rapidement avec t_{MMD}, tandis que le milieu

diélectrique effectif ε_{eff} ne dépasse pas le 1.2. Ce qui signifie que l'énergie magnétique stockée dans le MMD et beaucoup plus importante que l'énergie électrique à cause des dimensions tronquées du MMD. En effet, la Figure 3-5 montre que le champ magnétique est concentré proche de la surface de l'antenne, par contre le champ électrique se propage loin de la surface de l'antenne (Figure 3-6). Par ailleurs, la valeur μ_{eff} augmente de 1.2 à 2 ($\Delta\mu_{eff} \approx 0.8$) en augmentant l'épaisseur $2 \times t_{MMD}$ de 1 mm à 7 mm, respectivement, tandis que μ_{eff} augmente de 2 à 2.5 ($\Delta\mu_{eff} \approx 0.5$) en augmentant l'épaisseur $2 \times t_{MMD}$ de 7 mm à 15 mm, respectivement, étant donné que le champ magnétique décroit en s'éloignant de l'antenne.

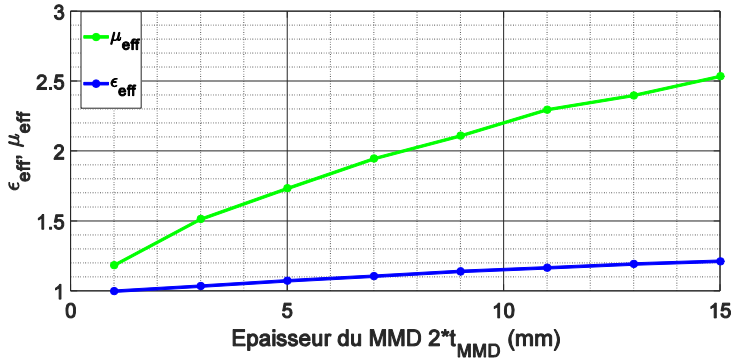


Figure 3-11 Milieux effectifs ($\varepsilon_{eff}, \mu_{eff}$) de l'antenne A1 insérée dans le MMD en fonction de l'épaisseur $2 \times t_{MMD}$

- **Variation de la largeur du MMD W_{MMD}**

En variant la largeur du MMD (W_{MMD}) de 1 cm à 30 cm avec t_{MMD} constante de 3 mm et une largeur constante de l'antenne de 9.6 cm, nous traçons la fréquence de résonance et son taux de réduction en fonction de W_{MMD}. Nous observons sur la Figure 3-12 que le taux de réduction augmente de 5 % pour $W_{MMD} = 1$ cm jusqu'à 31% pour $W_{MMD} = 15$ cm, qui correspond à 123 MHz et 89 MHz, respectivement. Ensuite, le taux de réduction augmente très lentement jusqu'à 33.4 % pour $W_{MMD} = 30$ cm qui correspond à 86.5 MHz.

En traçant les milieux effectifs ($\varepsilon_{eff}, \mu_{eff}$) du MMD en fonction de W_{MMD}. Nous remarquons sur la Figure 3-13 que μ_{eff} augmente de 1.06 pour $W_{MMD} = 1$ cm jusqu'à 1.7 pour $W_{MMD} \approx 13$ cm, où le champ magnétique commence à être faible après cette largeur (Figure 3-5), et donc μ_{eff} reste presque constant à partir de ce cette valeur. D'autre part, nous remarquons que ε_{eff} a des valeurs très faibles qui ne dépassent pas 1.02 jusqu'à $W_{MMD} \approx 9$ cm, et après cette valeurs, quasiment égale à la largeur de l'antenne, l'intensité du champ électrique commence à être plus importante (Figure 3-6), et par conséquent ε_{eff} augmente plus rapidement jusqu'à la valeur de 1.32.

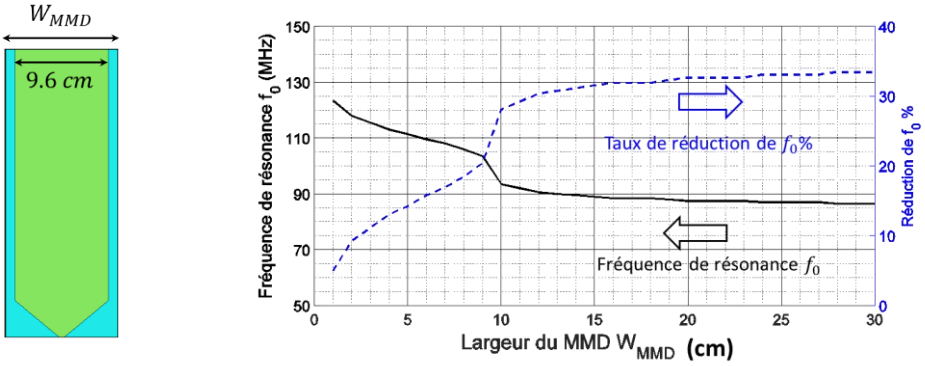


Figure 3-12 Fréquence de résonance de l'antenne A1 insérée dans le MMD et son taux de réduction, pour plusieurs valeurs de la largeur du MMD, qui varie entre 1 cm et 30 cm.

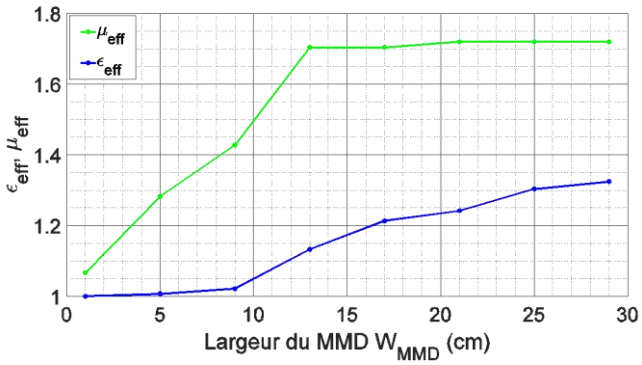


Figure 3-13 Milieux effectifs ($\varepsilon_{eff}, \mu_{eff}$) de l'antenne A1 insérée dans le MMD en fonction de la largeur W_{MMD}

- **Variation de la hauteur H_{MMD}**

L'antenne A1 insérée dans le MMD tronqué et d'épaisseur de 3mm est étudiée pour plusieurs valeurs de la hauteur du MMD (H_{MMD}) (Figure 3-14). Nous traçons la fréquence de résonance et le taux de réduction sur la Figure 3-15, pour H_{MMD} variant de 10 mm à 510 mm. Nous observons que le taux de réduction augmente de 6.7 % pour $H_{MMD} = 10$ mm jusqu'à 13.8 % pour $H_{MMD} = 60$ mm, qui correspondent à 118 MHz et 108 MHz, respectivement. Pour des valeurs plus élevées de H_{MMD}, la réduction de la fréquence de résonance converge lentement vers 21.6 % pour H_{MMD}= 510 mm qui correspond à 99 MHz.

La distribution de courants de surface sur l'antenne (Figure 3-4) montre une intensité de courant plus élevée dans la région proche de l'excitation. Le fait de recouvrir partiellement cette région par le MMD de 3 mm d'épaisseur a provoqué une réduction optimale de 13.8 % de la fréquence de résonance, pour H_{MMD}= 60 mm, cela correspond à couvrir seulement 12% de la hauteur totale de l'antenne. L'intensité de courant de surface est alors maximisée dans la zone couverte.

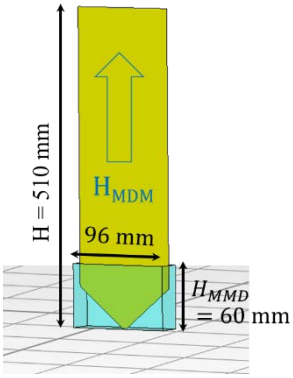


Figure 3-14 Structure de l'antenne A1 avec le MMD d'une hauteur variable

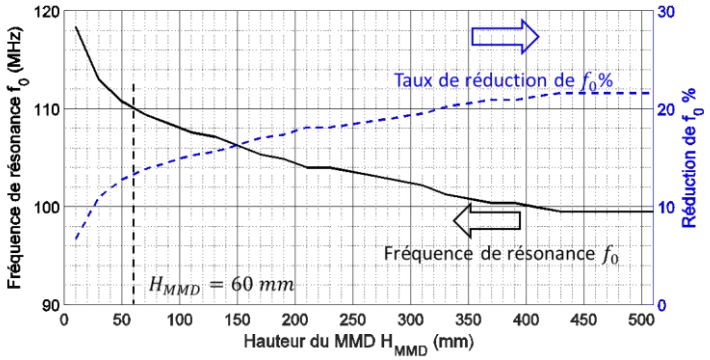
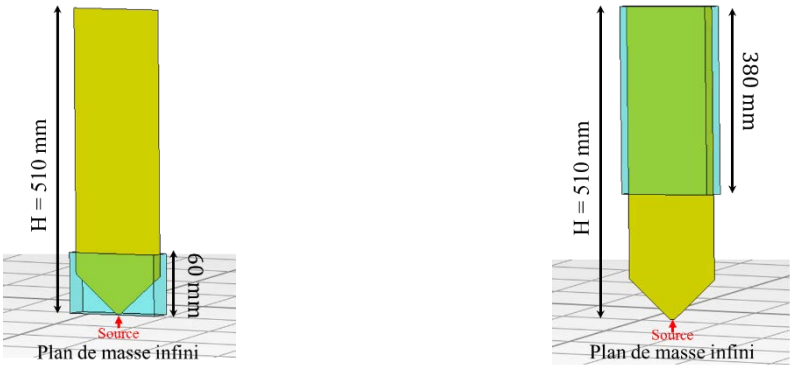


Figure 3-15 Fréquence de résonance et son taux de réduction de l'antenne A1 insérée dans le MMD tronqué d'épaisseur de 3 mm, pour plusieurs valeurs de H_{MMD}, qui varie entre 0 mm et 510 mm.

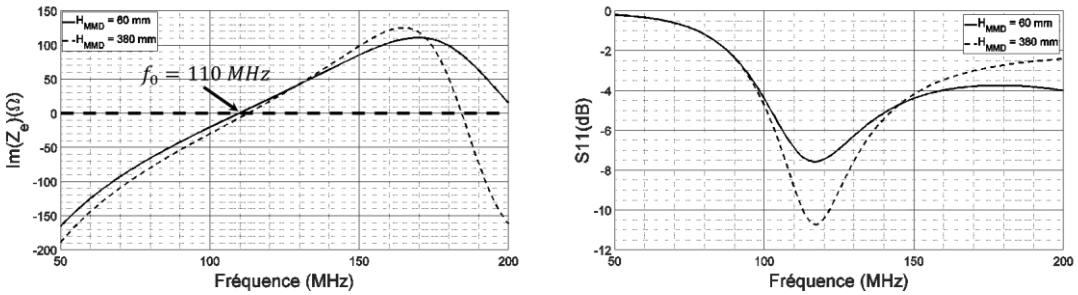
Lorsque le MMD est éloigné de la zone d'excitation, où l'intensité du courant de surface est faible, il faudrait couvrir l'antenne sur 38 cm de longueur au lieu de 6 cm avec ce matériau pour avoir le même taux de miniaturisation (Figure 3-16 b). En raison des valeurs du champ magnétique qui sont faibles loin de la source, et aussi de l'effet du champ électrique qui est très faible utilisant le MMD tronqué.

L'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne sont présentés sur la Figure 3-17 dans le cas où le MMD est situé à proximité de l'excitation ($H_{MMD} = 60$ mm) et loin de l'excitation ($H_{MMD} = 380$ mm), l'antenne résonne à la même fréquence dans les deux cas.



(a) (b)

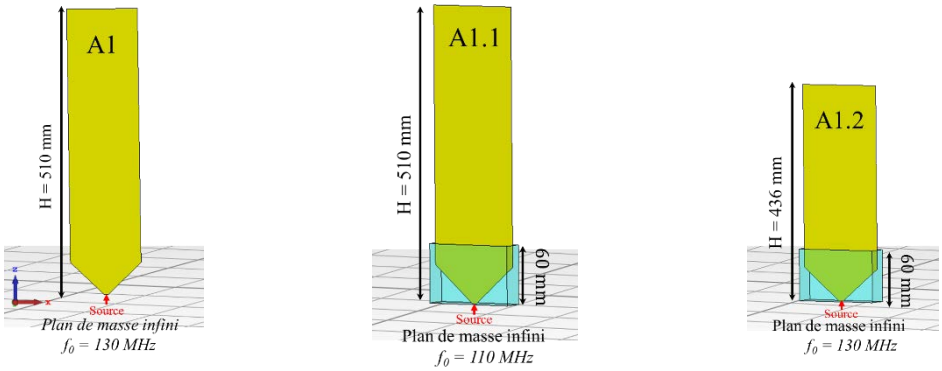
Figure 3-16 Structure de l'antenne monopole large bande avec le MMD situé ; (a) proche de l'excitation. (b) loin de l'excitation.



(a) (b)

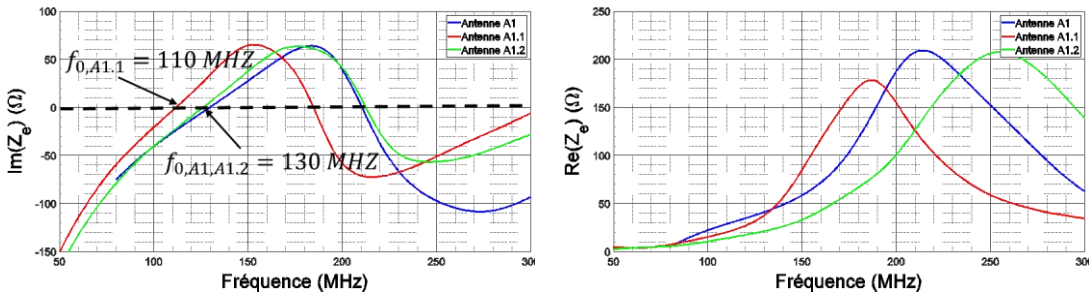
Figure 3-17 (a) Parties imaginaires de l'impédance d'entrée, et (b) le coefficient de réflexion, de l'antenne monopole avec le MMD de la hauteur 60 mm et 380 mm.

Nous avons montré qu'avec un MMD de la hauteur 60 mm, nous obtenons un décalage fréquentiel d'environ 14 % de la fréquence de résonance. Cela correspond à une réduction de la hauteur de l'antenne recouverte par le MMD de 15% pour avoir la même fréquence de résonance de l'antenne A1 sans le MMD (130 MHz). La Figure 3-18 montre ; (a) l'antenne de base A1 qui résonne à 130 MHz, (b) l'antenne A1.1 chargée par le MMD qui résonne à 108 MHz, (c) l'antenne A1.2 miniaturisée par 15 % avec une hauteur de 436 mm au lieu de 510 mm, qui résonne à 130 MHz. Les impédances de ces trois antennes sont présentées sur la Figure 3-19, les deux antennes A1 et A1.2 résonnent presque à la même fréquence.



(a) (b) (c)

Figure 3-18 (a) Antenne monopole A1 dans l'air. (b) Antenne monopole A1.1 avec le MMD de la hauteur 60 mm. (c) Antenne monopole A1.2 miniaturisée par le MMD.



(a) (b)

Figure 3-19 Parties (a) réelles et (b) imaginaire de l'impédance d'entrée des antennes A1, A1.1 et A1.2

L'antenne A1.2 est adaptée à -6 dB du coefficient de réflexion dans la bande 120-170 MHz (Figure 3-20). L'efficacité de rayonnement varie entre 94% et 97% avec une efficacité totale entre 60% et 80% dans la bande ciblée 118-156 MHz (Figure 3-21 a). Nous observons des comportements similaires au niveau des gains (Figure 3-21 b), où le gain IEEE est de 5 dB avec un gain réalisé entre 3 dB et 4.3 dB dans la bande ciblée.

Le gain réalisé dans les plans d'azimut et d'élévation à 130 MHz est présenté sur la Figure 3-22. Nous observons que le diagramme est dipolaire en azimut et en élévation avec des gains maximums de 4.1 dB et 4.1 dB, respectivement.

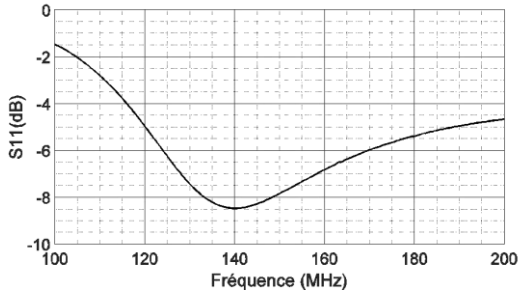
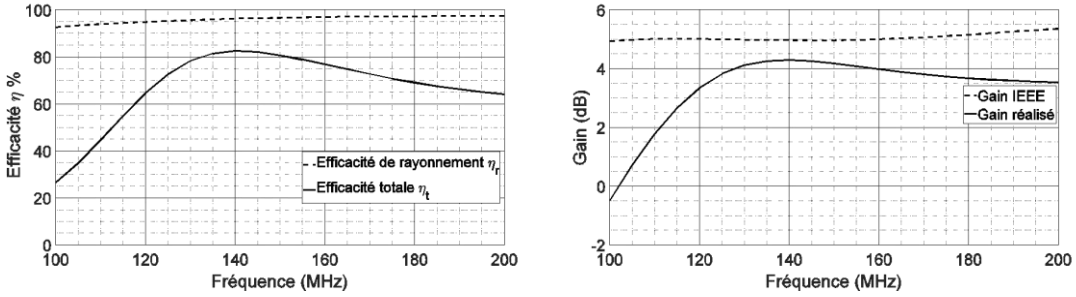
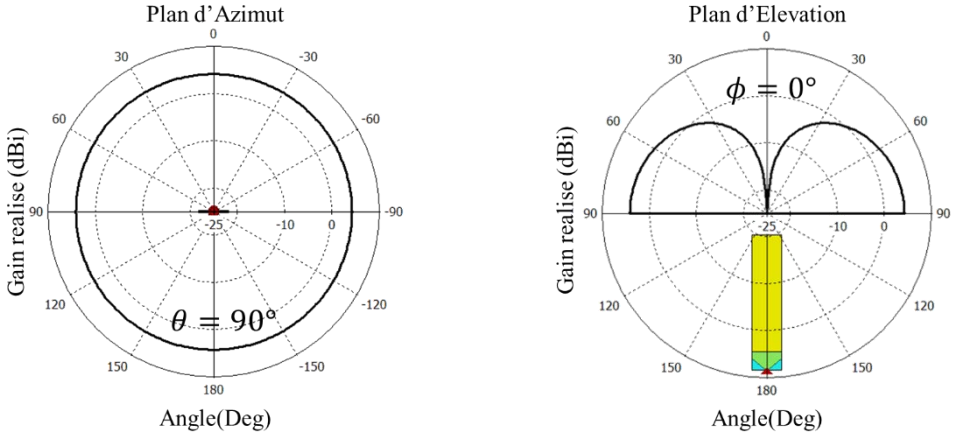


Figure 3-20 Coefficient de réflexion de l'antenne A1.2



(a) (b)

Figure 3-21 (a) Efficacité de rayonnement et l'efficacité totale de l'antenne A1.2. (b) Gain réalisé et gain IEEE de l'antenne A1.2.



(a) (b)

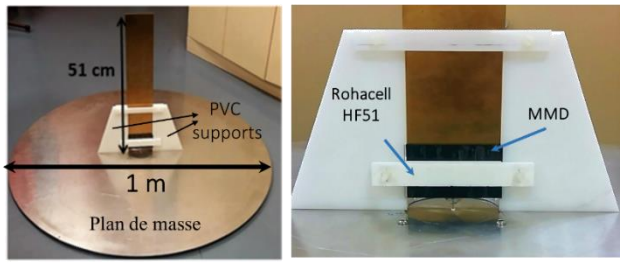
Figure 3-22 Gain réalisé à la fréquence 130 MHz de l'antenne A1.2 dans (a) le plan d'azimut et (b) le plan d'élévation.

3.4.4. Validation expérimentale

L'antenne A1 a été fabriquée à l'aide d'une plaque métallique du laiton et mise sur un plan de masse circulaire de diamètre égal à 1 m (≈ 0.43 λ), avec deux supports de PVC pour un maintien mécanique de l'antenne sur le plan de masse, comme c'est montré sur la Figure 3-23 (a).

L'antenne monopole A1 a été chargée par deux MMD-P d'épaisseur t_{MMD} de 3 mm couvrant partiellement l'antenne d'une hauteur de 60 mm qui sont plaqués sur l'antenne à l'aide d'une mousse Rohacell HF51 (Figure 3-23 b) pour avoir l'antenne nommée A1.1 et ensuite raccourcie pour avoir l'antenne nommée A1.2. Les deux plaques du MMD ont été réalisée par la fabrication de 132 lamelles de dimensions 20 × 4 mm, comme c'est montré sur la Figure 3-24, ensuite chaque plaque du MMD a été obtenu par le collage de 66 lamelles pour avoir les dimensions 96 × 60 mm. Les caractéristiques intrinsèques du matériau sont présentées précédemment sur la Figure 3-1.

L'impédance d'entrée a été mesurée pour les trois antennes (Figure 3-25). On observe un bon accord entre les résultats de la simulation et des mesures, où l'antenne miniaturisée A1.2 résonne par la mesure à 132 MHz.



(a) (b)

Figure 3-23 Antenne monopole A1.1 réalisée et chargée par le MMD.

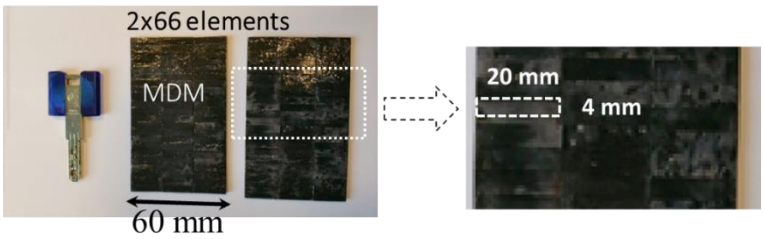
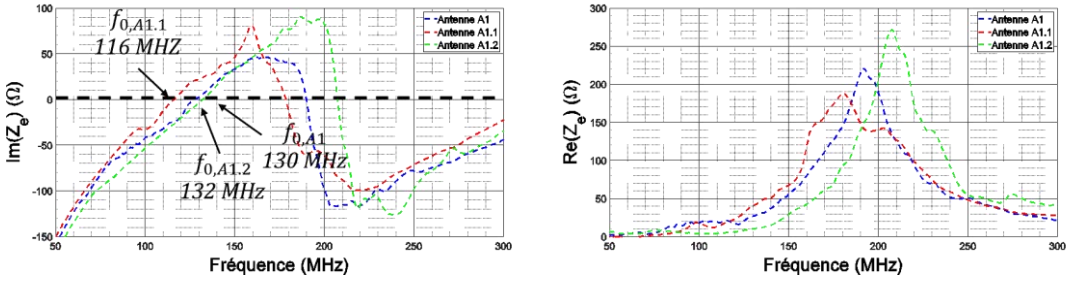


Figure 3-24 Plaques du MMD réalisées.



(a) (b)

Figure 3-25 Partie réelle (a) et imaginaire (b) de l'impédance d'entrée mesurée des trois antennes A1, A1.1 et A1.2.

Dans cette section, nous avons montré que pour miniaturiser une antenne monopôle à l'aide de MMD, il n'est pas nécessaire de recouvrir entièrement l'antenne monopole par ce matériau ; il suffit de recouvrir les régions de l'antenne où l'intensité du courant de surface est la plus importante, ce qui concentre l'énergie magnétique dans le MMD et par conséquent augmente le milieu magnétique effectif μ_{eff} et l'impact du matériau pour la miniaturisation de l'antenne.

3.5. Augmentation de l'impact du MMD-P

3.5.1. Impact du MMD-P sur l'antenne monopole de 20 cm de hauteur

Nous avons présenté dans la section précédente l'antenne monopole large bande nommée « A1 » (Figure 3-2 a), qui résonne à 130 MHz avec la hauteur de 510 mm. L'objectif est de réduire la hauteur de l'antenne de 51 cm à 20 cm, ce qui correspond à un taux de miniaturisation de 60.7%. L'antenne monopole de hauteur de 20 cm est considérée dans cette section comme une antenne de référence et appelée « $A_{Réf}$ » (Figure 3-26 a). L'impédance de l'antenne $A_{Réf}$ et son coefficient de réflexion sont représentés sur la Figure 3-27, montrant une fréquence de résonance de 271 MHz. Les caractéristiques des deux antennes A1 et $A_{Réf}$ sont rapportées dans le Tableau 3-1. Le facteur Q de l'antenne est estimé à partir de son impédance d'entrée par les formules présentées dans [8].

Dans cette section, nous étudions l'effet du MMD-P sur le décalage de la fréquence de résonance de l'antenne de référence A_{Ref}, considérant pour le moment que l'épaisseur de métal de l'antenne t_a est nulle.

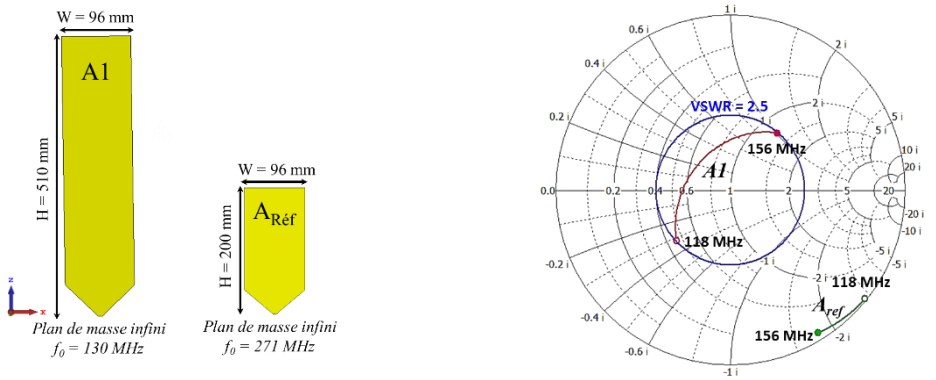
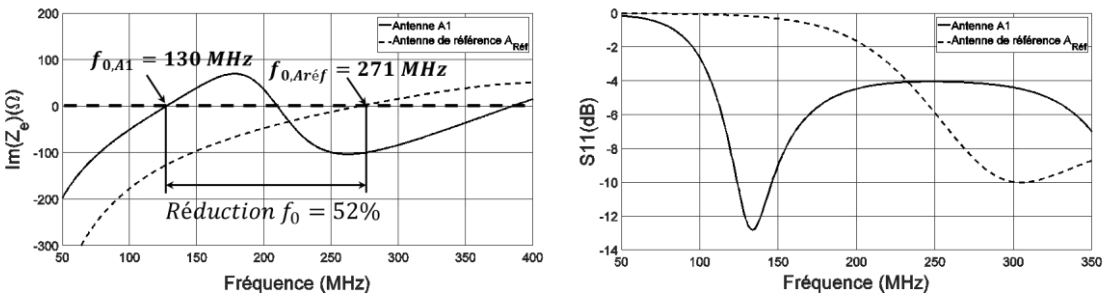


Figure 3-26 (a) Antenne monopole simple A1 de hauteur de 51 cm, et l'antenne monopole de référence $A_{réf}$ de hauteur de 20 cm. (b) Abaque de smith des impédances des antennes $A_{Réf}$ et A1 dans la bande de fréquence 118 – 156 MHz.



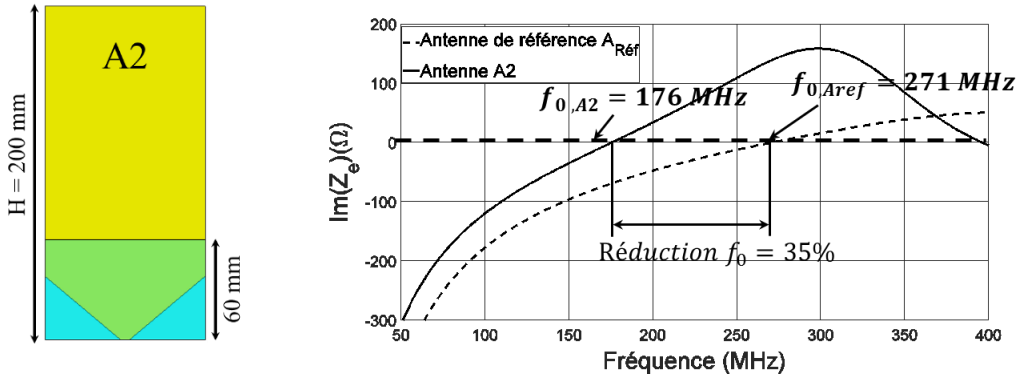
(a) (b)

Figure 3-27 (a) Parties imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence $A_{Réf}$ et de l'antenne A1. (b) Coefficient de réflexion S11 de l'antenne de référence $A_{Réf}$ et de l'antenne A1.

Characteristiques	**Antenne A1**	**Antenne $A_{Réf}$**
Hauteur (mm)	510	200
Largeur (mm)	96	96
Epaisseur (mm)	1	1
$f_{rés}$ (MHz)	130	271
Rayon de la sphère de Chu a à 130 MHz	$\lambda_{130}/4.5$	$\lambda_{130}/11.5$
Bande passante (%) / MHz	31.5 / (118 – 156)	Non adaptée
Efficacité totale η_t (%)	83 - 95	Non adaptée

Tableau 3-1 Caractéristiques des antennes monopoles planaires A1 et $A_{Réf}$.

Nous avons montré dans la section précédente que cela suffit de recouvrir les régions de l'antenne proches de la source où l'intensité du champ magnétique est la plus élevée pour obtenir un taux de miniaturisation optimal d'environ 15.7%. En recouvrant partiellement l'antenne de référence $A_{Réf}$ par le MMD-P d'épaisseur 3 mm des deux côtés, on obtient l'antenne A2 qui résonne à 176 MHz (Figure 3-28 b), ce qui correspond à un taux de réduction de f_0 d'environ 35%, mais ne suffit pas pour atteindre notre objectif de 130 MHz de fréquence de résonance.



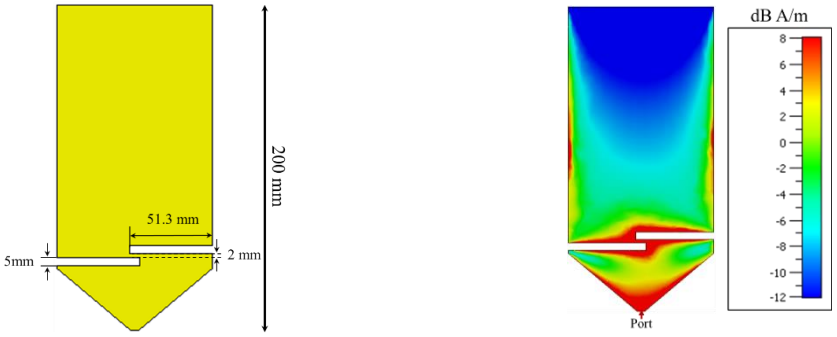
(a) (b)

Figure 3-28 (a) Antenne Monopole A2 miniaturisée par le MMD de dimensions 96 × 60 mm. (b) Parties imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence $A_{Réf}$ et de l'antenne A2.

3.5.2. Insertion des fentes et impact des MMD-P

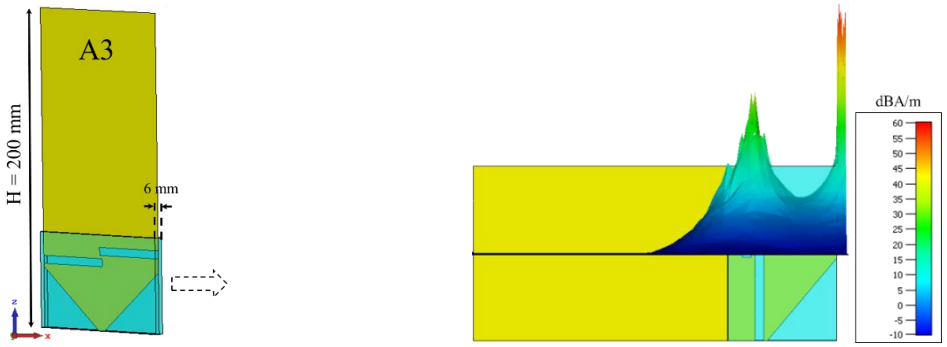
Pour atteindre des taux de miniaturisation élevés, nous devons augmenter l'impact du MMD-P. Ce qui signifie que nous devons augmenter l'intensité du champ magnétique dans la région recouverte par le MMD-P. Pour cela, nous proposons de modifier la topologie de l'antenne $A_{Réf}$ par l'inclusion de deux fentes dans cette zone (Figure 3-29 a). Ces deux fentes d'une longueur de 50 mm et d'une épaisseur de 5 mm vont concentrer les courants de surface dans la zone d'intersection. Nous observons sur la Figure 3-29 (b) que nous avons une intensité de courant élevée dans deux régions : autour de la source et à l'intersection des deux fentes. Cela conduit à une augmentation de l'intensité du champ magnétique de l'antenne et donc une possibilité d'obtenir un milieu magnétique effectif plus important par l'intégration du MMD avec cette nouvelle structure.

En insérant les deux fentes sur la structure de l'antenne A2, nous obtenons l'antenne A3 (Figure 3-30 a). L'intensité du champ magnétique a été augmentée dans la zone recouverte par le MMD (Figure 3-30 b), ce qui provoque une augmentation de la perméabilité effective du milieu et donc un taux de miniaturisation plus élevé.



(a) (b)

Figure 3-29 (a) Antenne monopole à deux fentes. (b) Courants de surface sur l'antenne monopole à deux fentes à 270 MHz.



(a) (b)

Figure 3-30 (a) Antenne monopole à deux fentes A3 miniaturisée par le MMD. (b) Intensité du champ magnétique du monopole A3.

Pour montrer l'avantage de la nouvelle géométrie de l'antenne avec deux fentes (A3), nous calculons les milieux effectifs des deux antennes A2 et A3. En considérant que le matériau est magnétique pur, nous varions la perméabilité relative entre 1 et 22, et calculons μ_{eff} pour chaque valeur (la Figure 3-31). Pour notre MMD-P, la perméabilité relative est égale en moyenne à 20, ce qui correspond aux valeurs effectives d'environ 2.28 et 4.6 pour l'antenne sans fentes A2 et l'antenne avec deux fentes A3, respectivement. Ainsi, il est possible d'augmenter le taux de miniaturisation de l'antenne par l'inclusion de deux fentes. Par conséquent, l'antenne A3 résonne à la même fréquence que l'antenne simple A1 sans MMD (f_0 = 130 MHz), mais avec une hauteur de 20 cm qui correspond au taux de miniaturisation souhaité de 60.7% (la Figure 3-32).

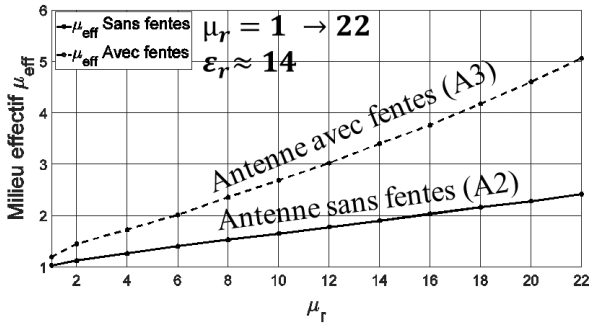
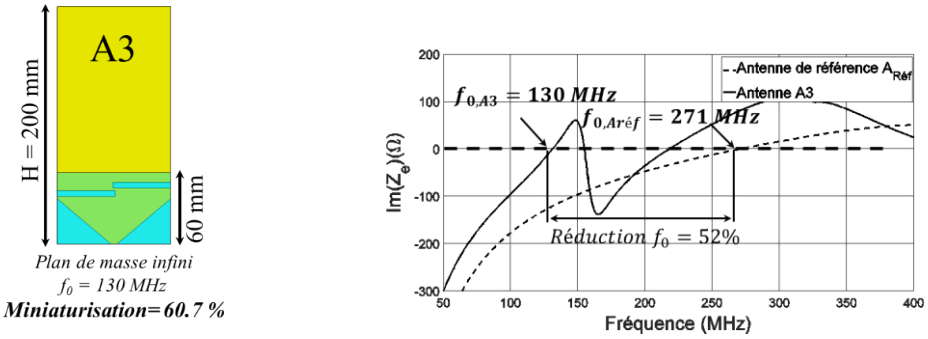


Figure 3-31 Milieu effectif en fonction de la perméabilité relative pour les deux antennes miniaturisées par le MMD ; sans fentes (A2) et avec deux fentes (A3).



(a) (b)

Figure 3-32 (a) Antenne monopole A3 miniaturisée par le MMD avec deux fentes. (b) Parties imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne de référence $A_{Réf}$ et de l'antenne A3.

3.6. Etude paramétrique des dimensions du MMD-P et des fentes

Dans cette section, nous étudions le taux de réduction de la fréquence de résonance f_0 et le milieu effectif correspondant μ_{eff}, par la variation de la taille du MMD-P utilisé (W_{MMD} et H_{MMD}), la longueur L_{fente} et la hauteur H_{fente} de fentes. Nous considérons ici l'antenne A3 (Figure 3-34) et que l'épaisseur métallique de l'antenne est nulle (t_a=0).

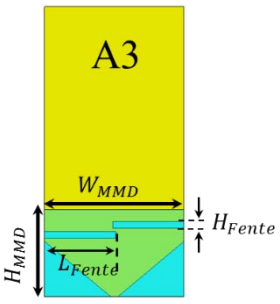


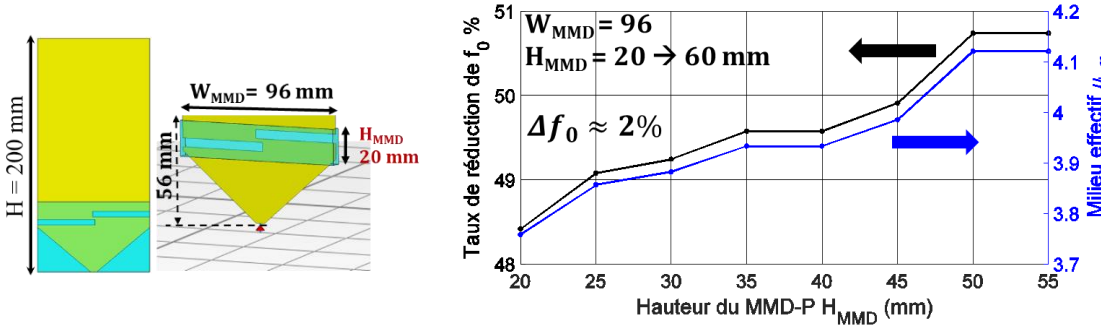
Figure 3-33 Antenne A3 avec les paramètres : $H_{MMD}, W_{MMD}, L_{fente}$ et H_{Fente}

3.6.1. Optimisation de la position et les dimensions du MMD-P

Un des objectifs de ce projet est l'utilisation d'une quantité de MMD la plus faible possible. Pour atteindre l'objectif de réduction de la taille du MMD-P tout en gardant son impact sur la réduction des f_0, nous cherchons la taille optimale en recouvrant l'antenne seulement dans la région de l'intersection entre les deux fentes.

Plusieurs valeurs de H_{MMD} ont été testées entre 20 mm et 55 mm quand les autres dimensions sont constantes : L_{Fente} = 50 mm, H_{Fente} = 5 mm et W_{MMD} = 96 mm

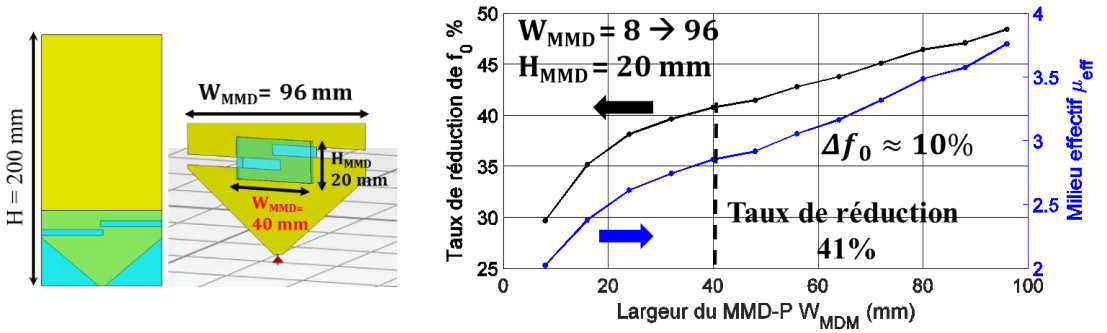
(Figure 3-34 a). Nous trouvons sur la Figure 3-34 (b) que le taux de réduction de f_0 en fonction de H_{MMD} diminue seulement d'environ 2% lorsque la hauteur du MMD = 20 mm, qui correspond à $\Delta\mu_{eff}$ de 0.35.



(a) (b)

Figure 3-34 (a) Antenne monopole de hauteur de 510 mm avec deux fentes de largeur de 50mm. (b) Taux de réduction de f_0 en fonction de la hauteur du MMD H_{MMD} avec la largeur constante W_{MMD} = 96 mm.

Ensuite, nous varions la largeur W_{MMD} de 8 mm à 96 mm avec une hauteur constante H_{MMD} = 20 mm (Figure 3-35 a) en gardant les mêmes valeurs de L_{Fente} et H_{Fente}. Nous observons sur la Figure 3-35 (b) que pour une largeur W_{MMD} = 40 mm, le taux de réduction de f_0 est égale à 41% et converge lentement vers 49% pour la largeur maximale W_{MMD} = 96 mm. Par conséquent, nous n'avons pas besoin de couvrir toute la zone autour de la source par le MMD-P, nous couvrons simplement la région de l'intersection entre les deux fentes pour obtenir un taux de réduction significatif.



(a) (b)

Figure 3-35 (a) Antenne monopole de hauteur de 510 mm avec deux fentes de largeur de 50mm. (b) Taux de réduction de f_0 en fonction de la largeur du MMD W_{MMD} avec la hauteur constante H_{MMD} = 20 mm.

3.6.2. Effet des dimensions des fentes sur le taux de miniaturisation

Nous varions la longueur des fentes (L_{Fente}) entre 10 mm et 90 mm (Figure 3-36) avec une hauteur H_{Fente} constante de 5 mm. La taille de MMD-P est fixée à W_{MMD} = 40 mm et H_{MMD} = 20 mm. Nous remarquons que le taux de réduction augmente lentement jusqu'à la longueur de la fente de 40 mm où l'intersection commence entre les deux fentes. Pour L_{Fente} > 40 mm le milieu effectif augmente rapidement pour atteindre la valeur de 10.4 correspond à 69 % de taux de réduction pour L_{Fente} = 70 mm. On

remarque que le taux de réduction augmente plus lentement pour L_{Fente} > 70 où les fentes dépassent les frontières du MMD-P.

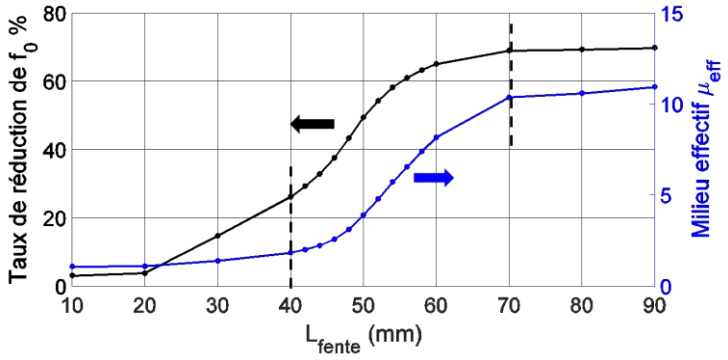


Figure 3-36 Taux de réduction de f_0 et le μ_{eff} correspondant en fonction du largeur de fentes L_{Fente}.

Donc, nous pouvons obtenir des taux de miniaturisation élevés en choisissant une longueur L_{Fente} supérieur à 40 mm. C'est parce que nous augmentons la surface de l'intersection entre les deux fentes, et donc l'intensité du champ magnétique dans le MMD-P sera augmenté, ce qui permet de modifier le milieu effectif. Nous trouvons un effet similaire lorsque nous varions la valeur de H_{fente} entre 1 et 10 mm avec une constante L_{Fente} de 90 mm (Figure 3-37), le μ_{eff} augmente jusqu'à la hauteur de la fente de 10 mm où les fentes dépassent le MMD-P.

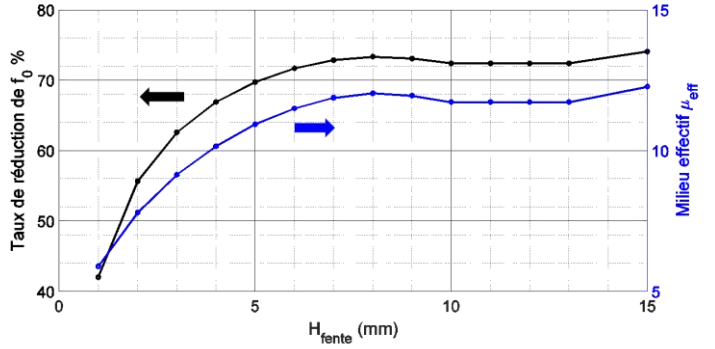


Figure 3-37 Taux de réduction de f_0 et le μ_{eff} correspondant en fonction de la hauteur de fentes W_{Fente}.

A partir de ces résultats, nous suggérons de réduire la taille du MMD-P à 4×2 cm pour couvrir uniquement la région de l'intersection entre les deux fentes. Nous pouvons obtenir le taux de miniaturisation de taille souhaité en ajustant la longueur et la hauteur des fentes. Afin de résonner à 130 MHz, la longueur des fentes L_{Fente} doit être égale à 51.3 mm et la hauteur H_{Fente}= 5 mm. Cela donne l'antenne A4 (Figure 3-38). Dans la Figure 3-39, nous montrons la partie réelle et imaginaire de son impédance. Nous obtenons une réduction de taille de 60.7%. Nous remarquons la forte intensité du champ magnétique dans la région située entre les deux fentes, comme c'est montré dans les vues en coupe transversale dans la région du MMD-P sur la Figure 3-40.

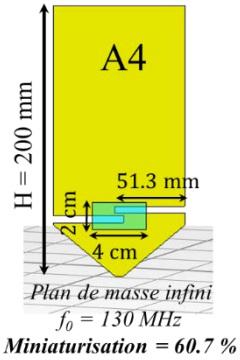


Figure 3-38 Antenne monopole A4 miniaturisée par le MMD de dimensions 4×2 cm avec deux fentes de largeur 51.3 mm.

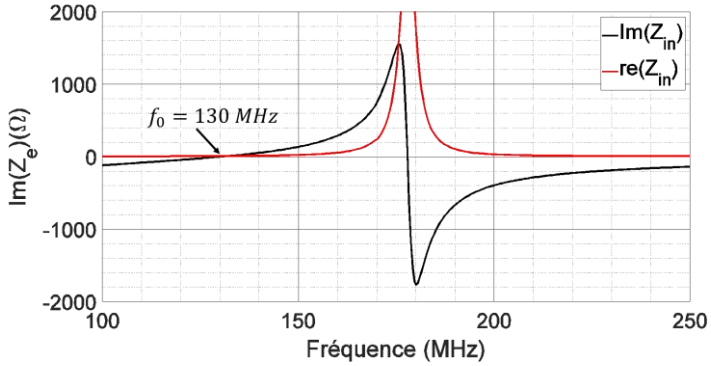


Figure 3-39 Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne miniaturisée A4.

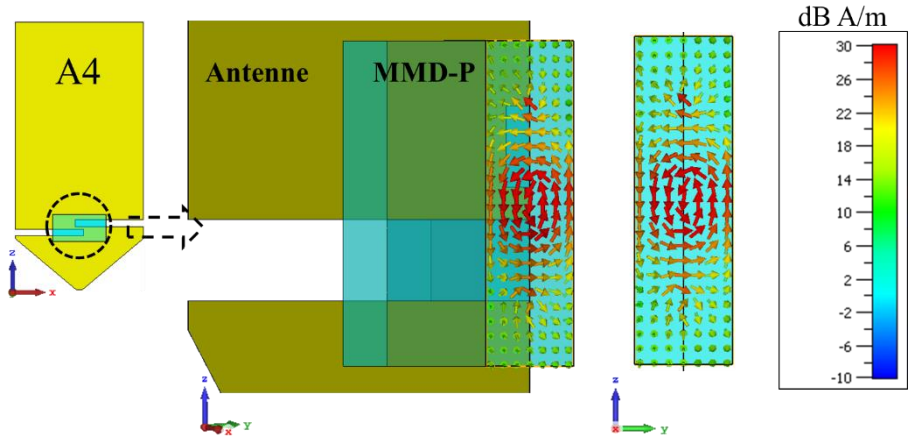
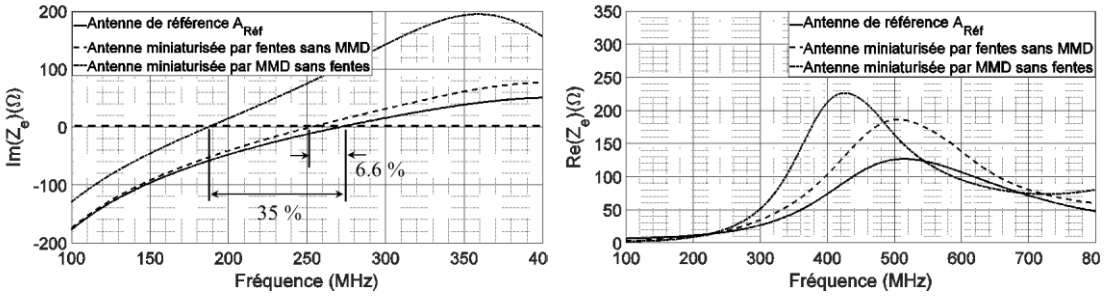


Figure 3-40 Vues en coupe transversale de l'antenne A4 montrant l'intensité du champ magnétique dans la région à l'intérieur du MMD et entre les fentes.

Pour prouver notre concept, nous vérifions l'effet de miniaturisation en utilisant uniquement les fentes sans le MMD-P, puis, en utilisant uniquement le MMD-P sans les fentes (A2). On compare sur la Figure 3-41 (a) les parties imaginaires de ces deux antennes avec celle de l'antenne de référence $A_{Réf}$. Nous constatons que ces deux antennes résonnent à 253 MHz et 175 MHz, ce qui correspond à des taux de réduction de 6,8% et 31%, respectivement. Nous observons des décalages similaires des parties réelles montrées sur la Figure 3-41 (b).



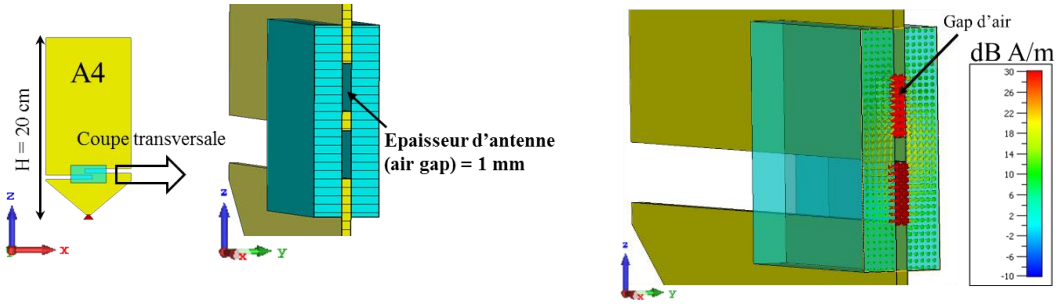
(a) (b)

Figure 3-41 Parties (a) imaginaires et (b) réelles de l'impédance d'entrée des deux antennes miniaturisées ; par les fentes sans le MMD, et par le MMD sans les fentes, comparées avec l'impédance d'entrée de l'antenne $A_{réf}$.

Alors, en couvrant seulement la région de l'intersection entre les deux fentes où l'intensité des courants de surface et du champ magnétique est maximale ; cela réduit la quantité nécessaire du MMD de 80% tout en maintenant une miniaturisation de taille de l'antenne de 60.7 %.

3.7. Effet de l'épaisseur métallique de l'antenne (discontinuité des champs)

Dans les sections précédentes, nous n'avons pas pris en compte l'épaisseur métallique de l'antenne (t_a= 0). Dans le cas réel, l'épaisseur de l'antenne utilisée est égale à 1 mm (Figure 3-47 a), et cette épaisseur d'antenne de 1 mm représente une discontinuité dans les lignes de champ magnétique (Figure 3-47 b). Ceci qui provoque une diminution de l'intensité du champ dans le MMD-P et par conséquent une diminution du milieu magnétique effectif μ_{eff} (1.84 au lieu de 4.34), tandis que l'intensité du champ magnétique reste élevée dans le gap d'air. Cette antenne va résonner à 200 MHz au lieu de 130 MHz (Figure 3-43).



(a) (b)

Figure 3-42 (a) Gap d'air entre les deux plaquettes du MMD causé par l'épaisseur de l'antenne (b) Vues en coupe transversale montrant l'intensité du champ magnétique de l'antenne monopole A4 d'épaisseur 1 mm.

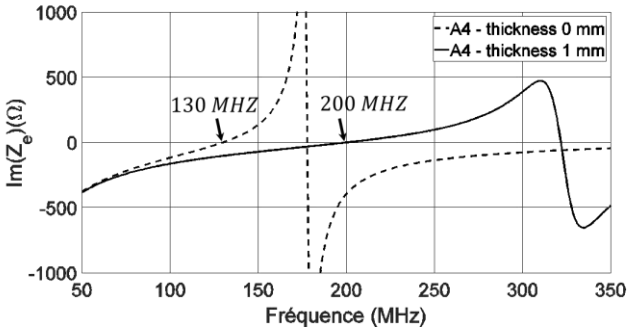
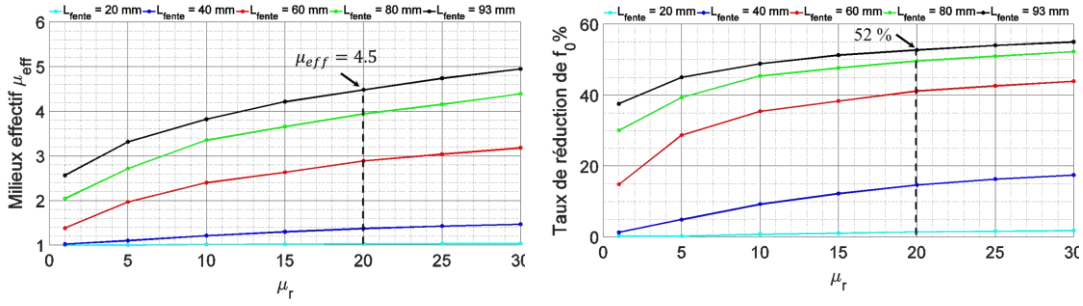


Figure 3-43 Parties imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne A4 pour les deux cas ; épaisseur 0 et 1 mm.

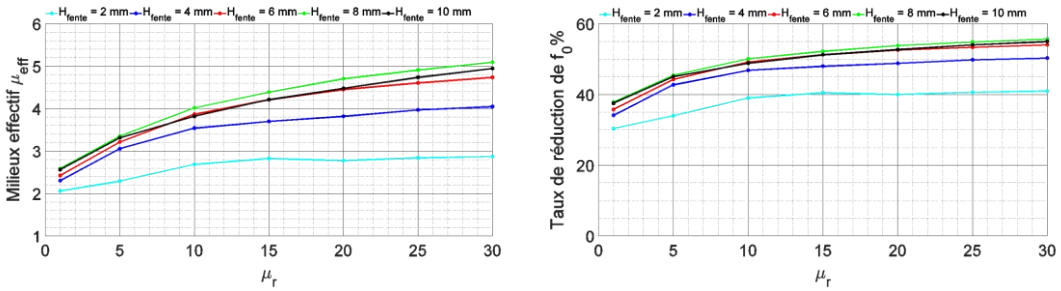
Pour compenser l'effet du gap d'air sur le taux de miniaturisation, nous devons augmenter les dimensions des fentes. Par une étude paramétrique à la Figure 3-44, nous varions la perméabilité relative entre 1 et 30, et pour chaque valeur nous calculons le milieu magnétique effectif μ_{eff} et le taux de réduction de la fréquence de résonance, pour plusieurs longueurs des fentes entre 20 mm et 93 mm et avec une hauteur constante H_{fente} de 10 mm en fonction de la perméabilité relative. Donc, pour arriver à la fréquence de résonance de 130 MHz qui correspond un milieu effectif μ_{eff} de 4.5 et un taux de réduction de f_0 de 52%, la longueur de fentes dans ce cas doit être égale à 93 mm. En faisant la même étude pour plusieurs valeurs de hauteur de fentes H_{fente} entre 2 mm et 10 mm avec une longueur constante L_{fente} de 93 mm, nous observons sur la Figure 3-45 que pour obtenir un taux de réduction de f_0 élevé, la hauteur des fentes doit être entre comprise 6 mm et 10 mm.

A partir de l'étude paramétrique, nous obtenons l'antenne A5 miniaturisée par deux MMD-P (Figure 3-46), qui résonne à 130 MHz avec les dimensions : H_{MMD} = 200 mm, L_{fente} = 93 et H_{fente} = 10 mm.



(a) (b)

Figure 3-44 (a) Milieu magnétique effectif et (b) taux de miniaturisation, en fonction de la perméabilité relative, de l'antenne chargé par deux MMD-P de dimensions 4×2 cm pour plusieurs longueurs de fentes L_{fente}, avec une épaisseur constante H_{fente} de 10 mm.



(a) (b)

Figure 3-45 (a) Milieu magnétique effectif et (b) taux de miniaturisation, en fonction de la perméabilité relative, de l'antenne chargé par deux MMD-P de dimensions 4×2 cm pour plusieurs épaisseurs de fentes H_{fente}, avec une longueur constant L_{fente} de 93 mm.

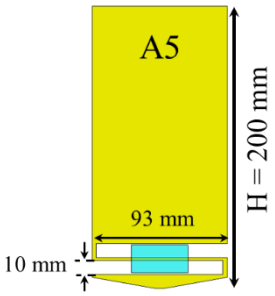
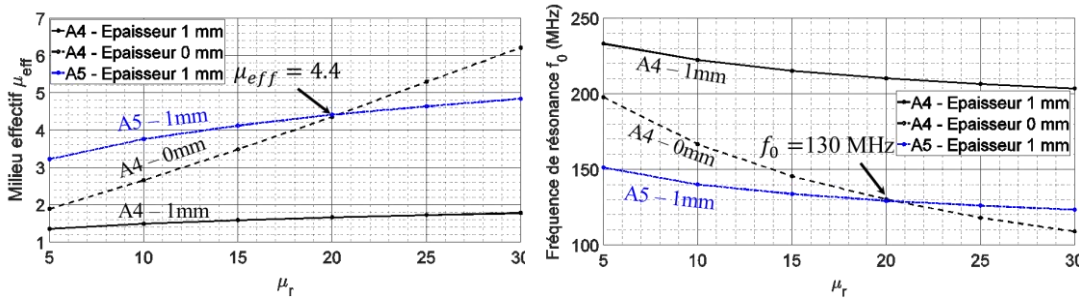


Figure 3-46 Antenne monopole miniaturisée par le MMD avec deux fentes de dimensions 93 × 10 mm

L'antenne A4 d'épaisseur 1 mm chargée par le MMD est étudiée de manière paramétrique en faisant varier le μ_r de 5 à 30 par pas de 5. Nous trouvons à la Figure 3-47 (a) que malgré la large gamme de variation de μ_r, la perméabilité effective ne varie que légèrement avec $\Delta\mu_{eff} \approx 0.45$ (1.35 à 1.8), ce qui représente une petite variation de la fréquence de résonance $\Delta f_0 \approx 30$ MHz (203 à 233) MHz (Figure 3-47 b).

Tandis que, dans le cas idéal de l'antenne A4 sans épaisseur (épaisseur 0 mm), comme représenté sur la Figure 3-47 (a), le milieu effectif μ_{eff} change plus vite avec l'augmentation des valeurs relatives. La variation de perméabilité effective augmente de $\Delta\mu_{eff} \approx 4.3$ (1.9 à 6.2) avec une plus grande variation de la fréquence de résonance $\Delta f_0 \approx 89$ MHz (109 à 198) MHz (Figure 3-47 b). Le milieu effectif a été augmenté dans l'antenne A5 pour atteindre la fréquence de résonance de 130 MHz, ce qui correspond à un milieu effectif de 4,4 (Figure 3-47 b).



(a) (b)

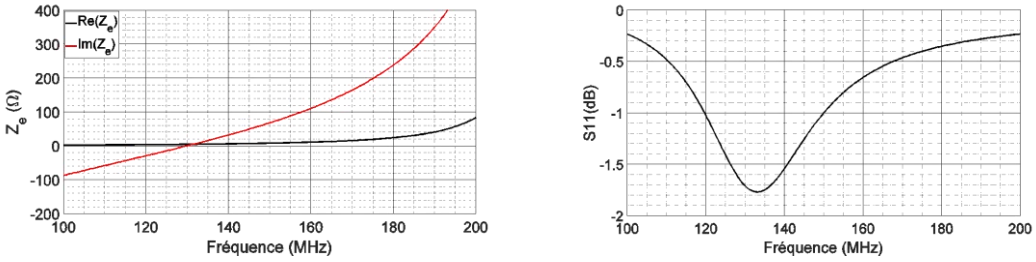
Figure 3-47 (a) Milieu magnétique effectif et (b) fréquences de résonance en fonction de la perméabilité relative ; des antennes monopoles miniaturisées par les plaquettes du MMD : A4 (épaisseur 0 et 1 mm) et A5.

3.7.1. Caractéristiques radioélectriques de l'antenne A5

L'antenne A5 résonne à 130 MHz comme on peut l'observer sur la Figure 3-48 (a) qui montre l'impédance d'entrée de l'antenne A5 dans la bande de fréquence 100-200 MHz. La résistance d'entrée à 130 MHz est très faible d'environ 5 Ω, par conséquent l'antenne n'est pas adaptée à la résonance, où le coefficient de réflexion égal à -1.7 dB (Figure 3-48 b). L'impédance d'entrée de l'antenne A5 sera validée par les mesures dans la section suivante 3.7.2, et le problème d'adaptation sera traité plus tard dans la section 3.9.

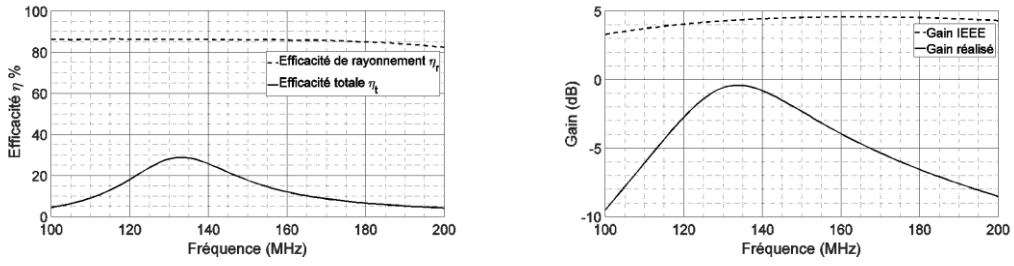
L'efficacité de rayonnement de A5 est de l'ordre de 86 % dans la bande ciblée 118-156 MHz (Figure 3-49 a). La valeur maximale de l'efficacité totale est d'environ 30 % à la fréquence 130 MHz, à cause de la faible adaptation de l'antenne. Nous observons des performances similaires sur le gain réalisé et le gain IEEE montrés sur la Figure 3-49 (b), où le gain IEEE est compris entre 4 et 4.5 dB dans la bande ciblée, tandis que le gain réalisé maximum est de -0.6 dB à 130 MHz.

Le gain réalisé dans les plans d'azimut et d'élévation à 130 MHz est présenté sur la Figure 3-50. Nous observons que le diagramme est dipolaire en azimut et en élévation avec des gains maximums de -0.5 dB et -0.6, respectivement.



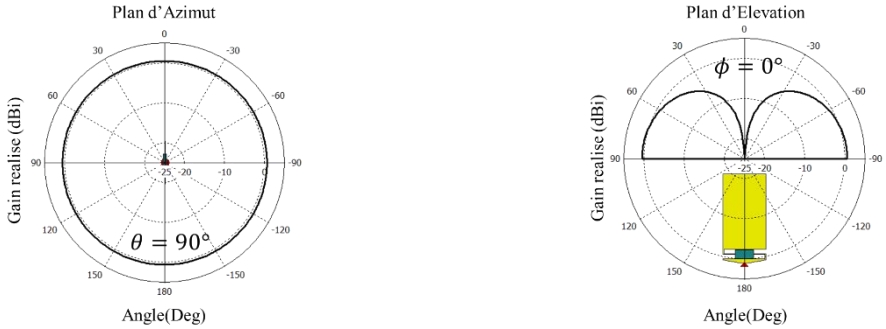
(a) (b)

Figure 3-48 (a) Parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne A5. (b) Coefficient de réflexion de l'antenne A5.



(a) (b)

Figure 3-49 (a) Efficacités de rayonnement et l'efficacité totale de l'antenne A5. (b) Gains réalisé et le gain IEEE de l'antenne A5.

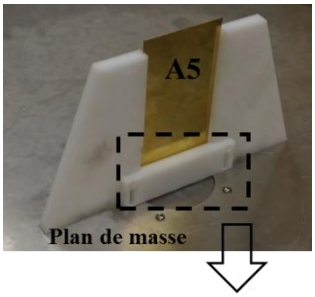


(a) (b)

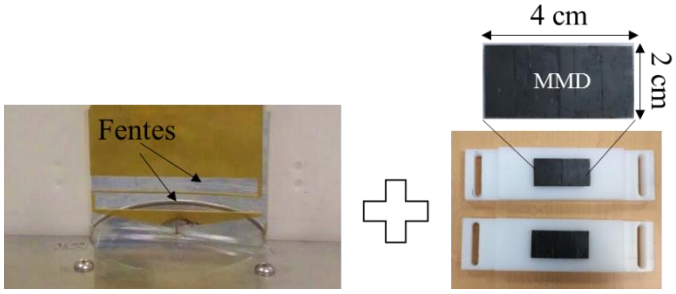
Figure 3-50 Gain réalisé simulé à la fréquence 130 MHz de l'antenne A5 dans (a) le plan d'azimut et (b) le plan d'élévation.

3.7.2. Validation expérimentale

L'antenne A5 a été réalisée en plaque de laiton de 1 mm d'épaisseur et mesurée sur un plan de masse de 1 m de diamètre. Les deux plaquettes MMD-P de l'antenne A5 sont intégrées à deux supports en plastique, pour serrer les MMD le plus près possible de l'antenne (Figure 3-51 a). La Figure 3-52 montre les parties imaginaires et réelles des impédances d'entrée mesurées et simulées de l'antenne A5. Nous observons un bon accord entre les résultats dans notre bande de fréquence 118 - 156 MHz. L'antenne mesurée résonne presque à la même fréquence de résonance que celle trouvée dans la simulation, soit environ 130 MHz.

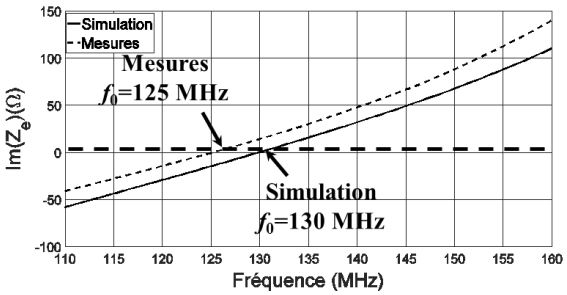


(a)

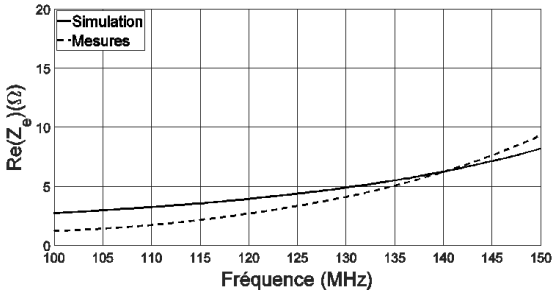


(b)

Figure 3-51 (a) Monopole planaire A5 réalisé avec les deux plaquettes de MMD. (b) Fentes et les deux plaquettes de MMD.



(a)



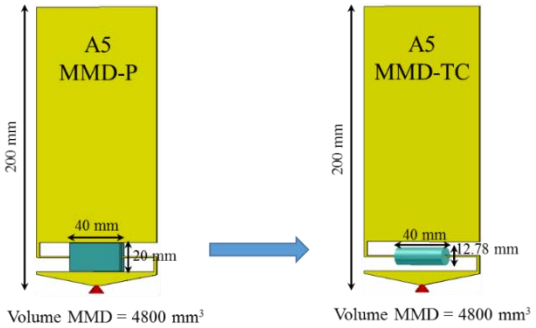
(b)

Figure 3-52 Parties imaginaires (a) et réelles (b) de l'impédance d'entrée mesurée et simulée de l'antenne A5.

3.8. Miniaturisation de l'antenne monopole utilisant MMD-TC

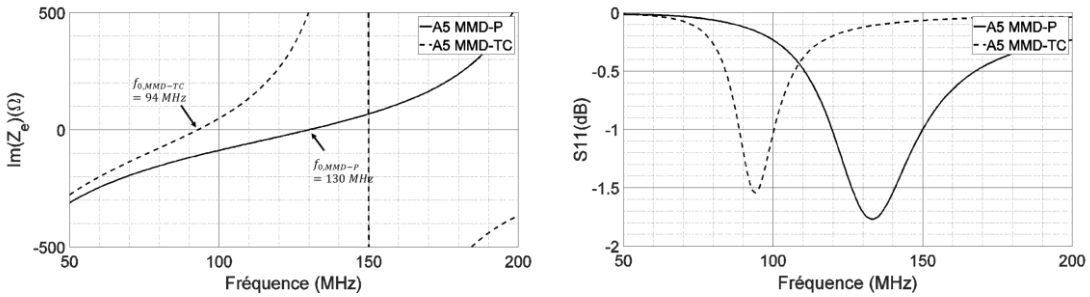
Pour éliminer la discontinuité dans les lignes de champ magnétique, nous proposons d'utiliser le MMD sous la forme de Tores Cylindriques (MMD-TC).

Le MMD-TC est constitué d'une tore de largeur 40 mm, de diamètre externe 12.78 mm et de diamètre interne 2.55 mm, et possède la même volume que le MMD-P (4800 mm^3) (Figure 3-53). Cette nouvelle configuration du MMD aide à augmenter la concentration du champ magnétique sans couper ses lignes par un gap d'air, ce qui conduit par conséquent à obtenir un taux de réduction de f_0 plus élevé pour la même quantité du MMD. La Figure 3-54 montre les parties imaginaires et les coefficients de réflexion de l'antenne A5 miniaturisée par MMD-P et MMD-TC ; nous observons que l'antenne A5 miniaturisée par MMD-TC résonne à 94 MHz au lieu de 130 MHz, ce qui correspond à un taux de réduction de 65.3% au lieu de 52%.



(a) (b)

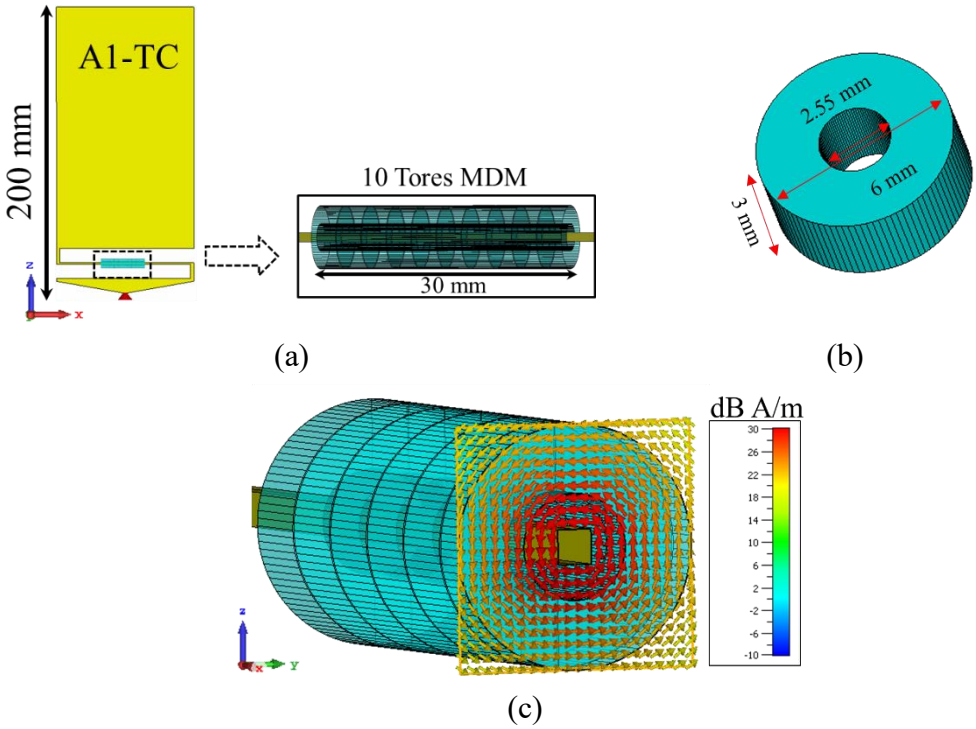
Figure 3-53 Antenne monopole miniaturisée par le MMD d'un volume de 4800 mm^3 sous la forme : (a) Planaire (MMD-P), (b) Tores cylindriques (MMD-TC)



(a) (b)

Figure 3-54 (a) Parties imaginaires et (b) coefficients de réflexion, de l'antenne A5 chargée par le MMD-P et le MMD-TC.

Les tores qui peuvent être fabriqués par le Lab-STICC ont une longueur de 3 mm, un diamètre externe de 6 mm et un diamètre interne de 2.55 mm (Figure 3-55 b). Pour atteindre un taux de réduction de 52 % de f_0 et résonner à la fréquence souhaitée de 130 MHz, il suffit d'utiliser 10 tores pour obtenir l'antenne A1-TC (Figure 3-55 a). En comparant l'intensité du champ magnétique dans les MMD-TC (Figure 3-55 c) à celle des MMD-P (Figure 3-42 b) à la fréquence de résonance pour μ_r = 20, nous constatons que l'intensité du champ magnétique est plus élevée dans les MMD-TC (≈ 21 - 28 dB A/m) que le cas des MMD-P (≈ 7 – 14 dB A/m), ce qui donne un milieu effectif μ_{eff} plus important.



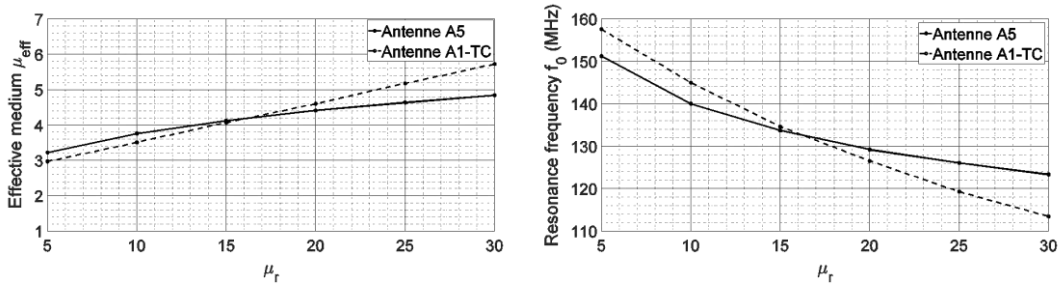
(a) (b)

(c)

Figure 3-55 (a) Monopole planaire chargé par 10 tores du MMD avec des fentes. (b) Dimensions du tore du MMD. (c) Vue en coupe transversale de l'intensité du champ magnétique dans le tore du MMD à la fréquence de résonance.

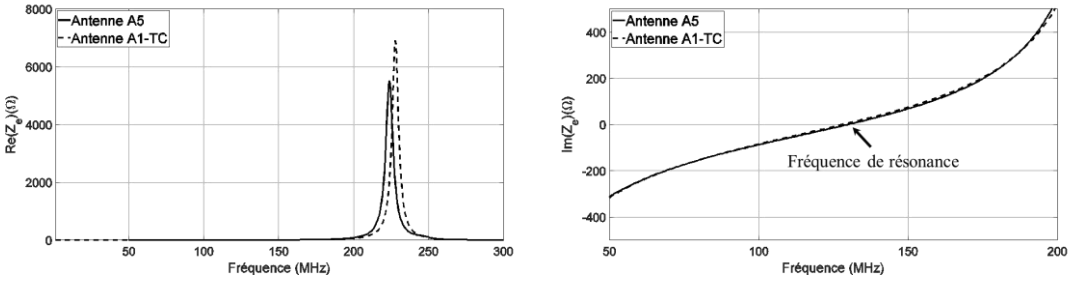
En variant la perméabilité relative μ_r de 5 à 30, on calcule le μ_{eff}. Un milieu effectif similaire est obtenu en comparant avec celui de l'antenne A5 (Figure 3-56), ce qui conduit à un taux de miniaturisation similaire pour le MMD utilisé ($\varepsilon_r \approx 14$, $\mu_r \approx 20$).

La Figure 3-57 compare les parties réelles et imaginaires de l'antenne A5 chargée par les MMD-P et l'antenne A1-TC chargée par les MMD-TC. On obtient la même fréquence de résonance de 130 MHz dans les deux cas. Par conséquent, en utilisant un MMD-TC, le même taux de miniaturisation est obtenu avec une quantité plus petite de matériau, où le volume du matériau utilisant les MMD-P (4800 mm^3) est réduit par 80% par l'utilisation des MMD-TC (1000 mm^3). En comparant la configuration de l'antenne A5 et l'antenne A1-TC, on obtient pour un volume de matériau plus faible le même milieu effectif (Figure 3-56) et la même impédance d'entrée (Figure 3-57).



(a) (b)

Figure 3-56 (a) Milieu magnétique effectif et (b) fréquences de résonance en fonction de la perméabilité relative : de l'antenne monopole planaire chargée par les plaquettes (A5) et par les tores (A1-TC) du MMD.



(a) (b)

Figure 3-57 Parties (a) réelles et (b) imaginaires des impédances d'entrée de l'antenne monopole planaire chargée par deux plaquettes (A5) et 10 tores (A1-TC) du MMD.

Par ailleurs, l'antenne A1-TC n'est pas adaptée dans la bande ciblée 118-156 MHz, où le coefficient de réflexion est d'environ -1.7 dB à 130 MHz (Figure 3-58). L'efficacité de rayonnement est comprise entre 91% et 93% dans la bande ciblée, tandis que l'efficacité totale maximale est de 30% à 130 MHz (Figure 3-59 a), à cause des pertes d'adaptation. Nous observons des comportements similaires au niveau des gains (Figure 3-59 b), où le gain IEEE est de 4.3 dB dans toute la bande, et le gain réalisé maximum est -0.6 dB à 130 MHz.

Le gain réalisé dans les plans d'azimut et d'élévation à 130 MHz est montré sur la Figure 3-60. Nous observons que le diagramme est dipolaire en azimut et en élévation avec des gains maximums de -0.55 dB et -0.59, respectivement.

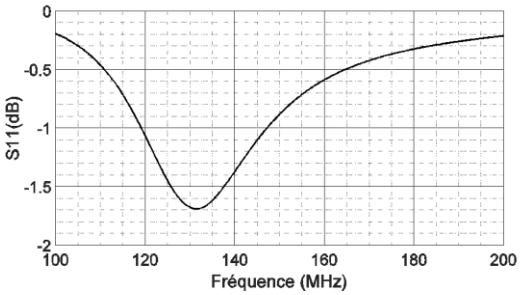
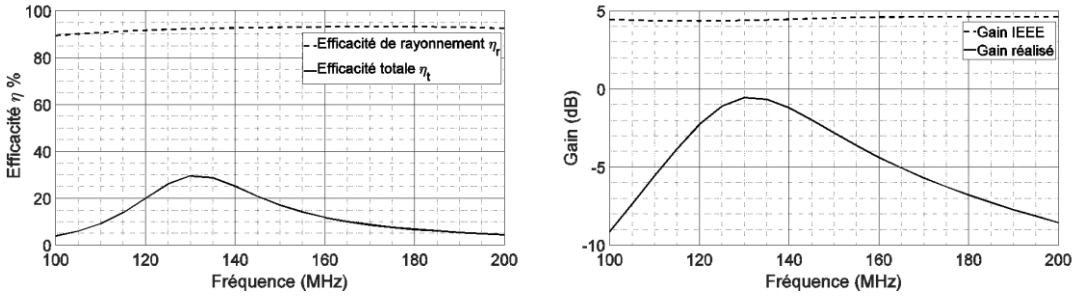
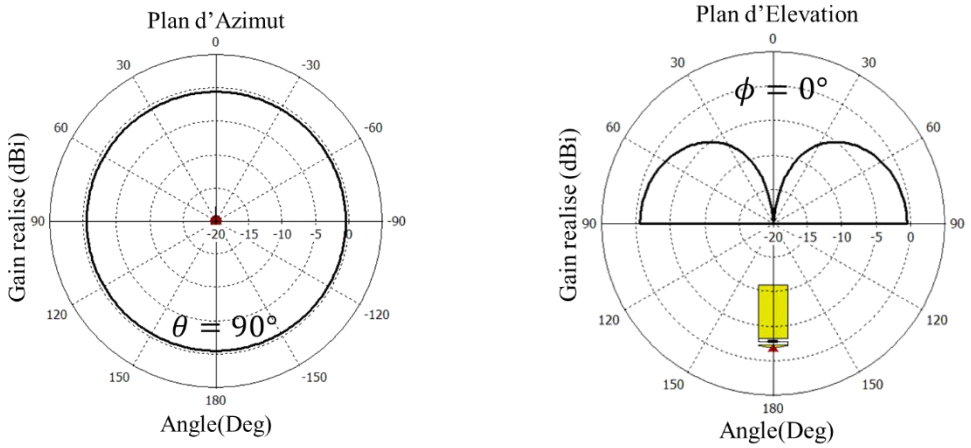


Figure 3-58 Coefficient de réflexion de l'antenne A1-TC



(a) (b)

Figure 3-59 (a) Efficacités de rayonnement et totale de l'antenne A1-TC. (b) Gains réalisé et IEEE de l'antenne A1-TC.



(a) (b)

Figure 3-60 Gain réalisé simulé à la fréquence 130 MHz de l'antenne A1-TC dans (a) le plan d'azimut et (b) le plan d'élévation.

3.9. Adaptation de l'antenne monopole planaire large bande miniaturisée par MMD

Après avoir miniaturisé l'antenne au taux de miniaturisation souhaité de 60.7%, en utilisant 10 MMD-TC, il faut adapter l'impédance d'entrée de l'antenne miniaturisée A1-TC dans la bande de fréquences VHF ciblée (118 - 156) MHz.

Pour atteindre cet objectif d'adaptation, dans la suite, la structure de l'antenne sera d'abord modifiée afin d'améliorer son facteur de qualité Q ce qui permet d'augmenter sa bande passante. L'impédance d'entrée de l'antenne sera ensuite adaptée par un circuit d'adaptation large bande conçu par une méthode de synthèse de circuit appelée

« Real Frequency Technique (RFT) [68] », appropriée pour la conception de circuits d'adaptation large bande, grâce à l'utilisation du logiciel « Optenni » [69].

3.9.1. Facteur de qualité de l'antenne

Les caractéristiques large bande de l'impédance d'entrée peuvent être estimées à partir du facteur de qualité Q. La résistance de rayonnement fait partie des pertes du système. Par conséquent, une antenne large bande doit perdre de l'énergie par rayonnement et ne pas la stocker dans le champ proche. C'est pourquoi, on souhaite un facteur de qualité Q faible, ce qui équivaut à une large bande passante.

Le facteur Q de l'antenne peut être estimé à partir de son impédance d'entrée selon l'équation 1-11 [8], qui utilise la dérivée en fréquence de l'impédance d'entrée de l'antenne.

La topologie de l'antenne miniaturisée A1-TC est constituée de deux fentes qui concentrent les courants de surface dans le MMD afin d'augmenter l'impact du matériau sur la miniaturisation. Le problème de cette topologie est que les courants méandres produisent une polarisation croisée qui dégrade la bande passante de l'antenne. Pour diminuer l'effet de ce problème, nous proposons une autre topologie de l'antenne, appelée A2-TC (Figure 3-61 c) qui a également, mais les tores sont placés verticalement, ce qui oblige le courant à être plus vertical que l'antenne A1-TC. En calculant le facteur de qualité des deux antennes, nous constatons que le courant vertical de l'antenne A2-TC offre un Q plus faible que les antennes A5 et A1-TC (Figure 3-62), soit une bande passante plus large.

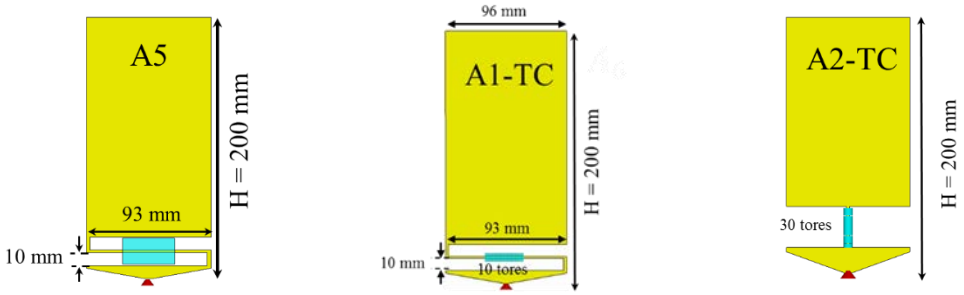


Figure 3-61 (a) Antenne monopole planaire A5 chargée par deux MMD-P. (b) Antenne monopole planaire A1-TC chargée par 10 MMD-TC dans la forme horizontale. (c) Antenne monopole planaire A2-TC chargée par 10 MMD-TC dans la forme verticale.

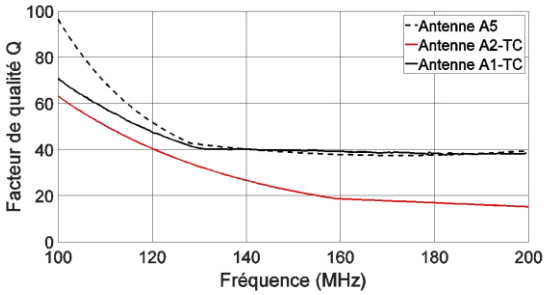


Figure 3-62 facteur de qualité Q des monopoles planaires chargés par deux MMD-P (A5) et par 10 MMD-TC dans les formes : horizontale (A1-TC) et verticale (A2-TC).

3.9.2. Circuit d'adaptation large bande

L'impédance de l'antenne sera adaptée par un circuit d'adaptation placé entre l'antenne et le générateur, comme illustré à la Figure 3-63, et sera synthétisée par la méthode RFT. La structure du réseau d'adaptation d'antennes (Figure 3-63) comprend un seul circuit connecté à l'impédance caractéristique de la source Z_0, généralement prise comme 50 Ω et à la charge Z_L définie par l'impédance d'entrée mesurée ou simulée de l'antenne.

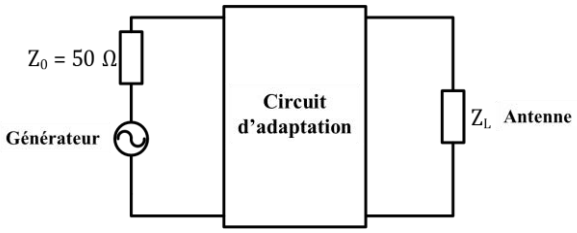


Figure 3-63 Circuit d'adaptation d'antenne.

La méthode de "Real Frequency Technique (RFT)" a été introduite par Carlin [68] et constitue une solution optimale aux problèmes d'adaptation des amplificateurs large bande. Cette technique est un algorithme d'optimisation permettant de résoudre les problèmes de moindres carrés de transistors [30]. La méthode RFT pour résoudre le problème d'adaptation d'antenne a été introduite pour la première fois par Ramahi et Mittra [70]. Contrairement aux techniques analytiques, la RFT accepte les données mesurées ou simulées pour optimiser le système et ne nécessite pas de choix de la topologie du circuit ni une expression analytique pour la fonction de transfert du système. L'objectif principal est d'améliorer le paramètre S11 du circuit d'adaptation pour une impédance de charge représentant les caractéristiques mesurées ou simulées de l'antenne sur une bande de fréquences donnée.

L'objectif est d'améliorer le coefficient de réflexion des antennes monopoles planaires miniaturisées (A1-TC et A2-TC) utilisant un circuit d'adaptation optimisé par le RFT. L'optimisation a été effectuée dans la bande de fréquences 118–156 MHz en utilisant un S11 constant comme cible. Les circuits obtenus sont d'ordres 7 ou 8, comme le montre la Figure 3-64. L'impédance de charge utilisée dans le RFT est l'impédance mesurée des antennes. La Figure 3-65 (a) montre les S11 des antennes sans circuits d'adaptation, et les S11 simulés à l'entrée des circuits d'adaptation sont montrés sur la Figure 3-65 (b). Le S11 qui varie entre -6 et -7 dB dans la bande 118-156 MHz, a été considérablement amélioré.

Les gains réalisés des antennes adaptées A5, A1-TC et A2-TC sont montrés sur la Figure 3-66 (a). A -6dB de gain ; l'antenne A5 couvre une bande de 28 MHz (117 – 145) MHz, l'antenne A1-TC couvre une bande de 23 MHz (115 - 138) MHz et l'antenne A2-TC couvre une bande de 37 MHz (122 - 159) MHz. Des performances similaires peuvent être observées au niveau des efficacités totales (Figure 3-66 b). Le gain et l'efficacité de l'antenne A2-TC sont plus large bande que l'antenne A1-TC, car son facteur de qualité est plus faible, ce qui permet d'atteindre le même niveau de S11 (≈ -

7dB) mais avec une perte plus faible dans le circuit d'adaptation, ce qui signifie un gain réalisé plus élevé de l'antenne adaptée.

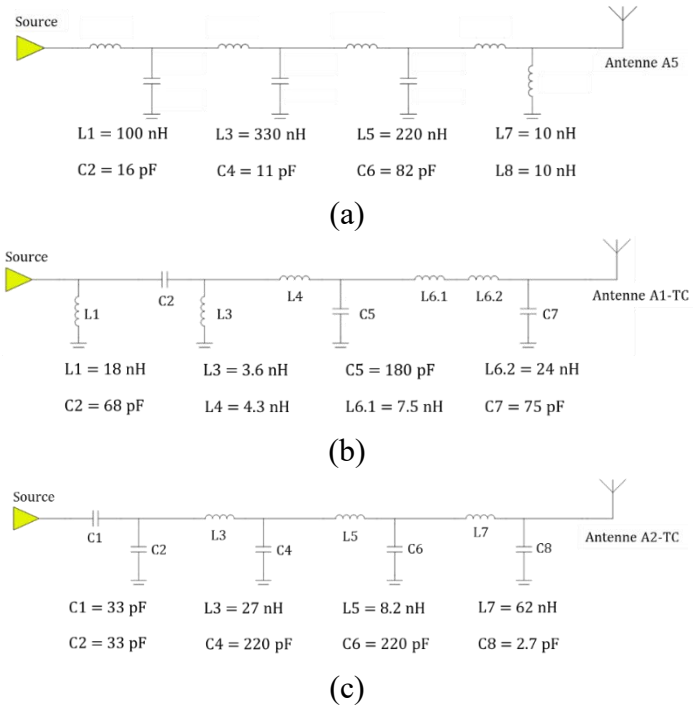


Figure 3-64 Circuits d'adaptation des antennes monopole planaires (a) A5, (b) A1-TC et (c) A2-TC pour la bande de fréquence 118 – 156 MHz.

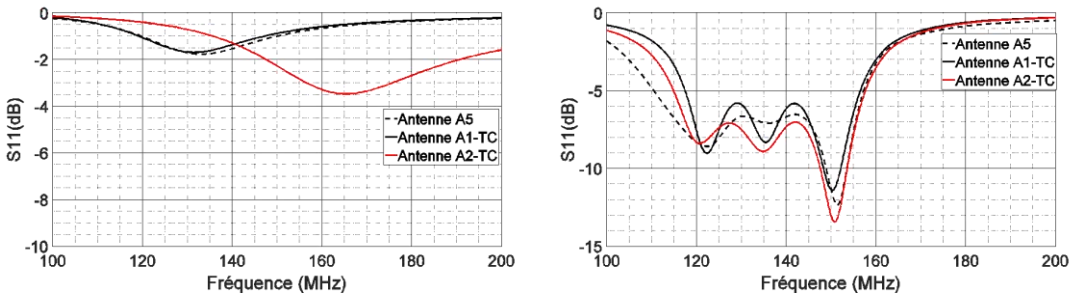


Figure 3-65 (a) Coefficient de réflexion S11 des antennes A5, A1-TC et A2-TC sans circuits d'adaptation. (b) Coefficient de réflexion S11 des antennes A5, A1-TC et A2-TC adaptées.

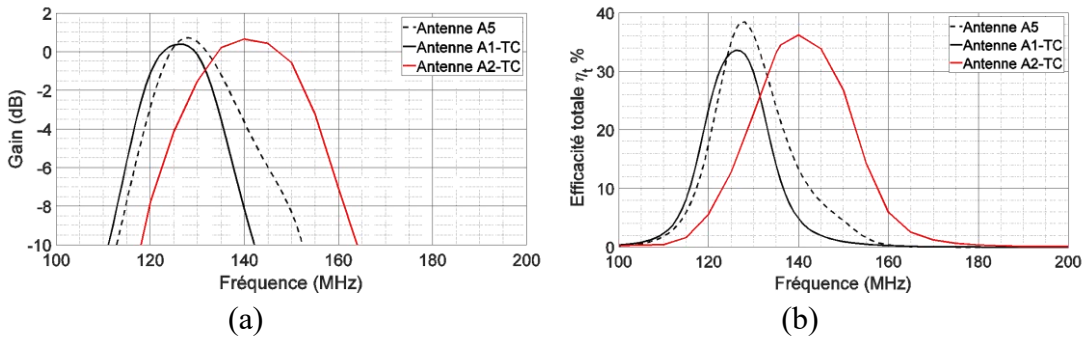
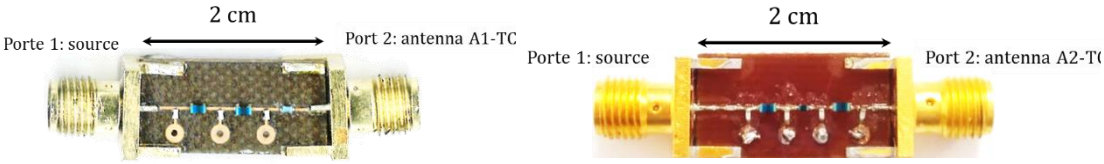


Figure 3-66 (a) Gains réalisés et (b) efficacités totales des antennes adaptées A5, A1-TC et A2-TC.

3.9.3. Validation expérimentale

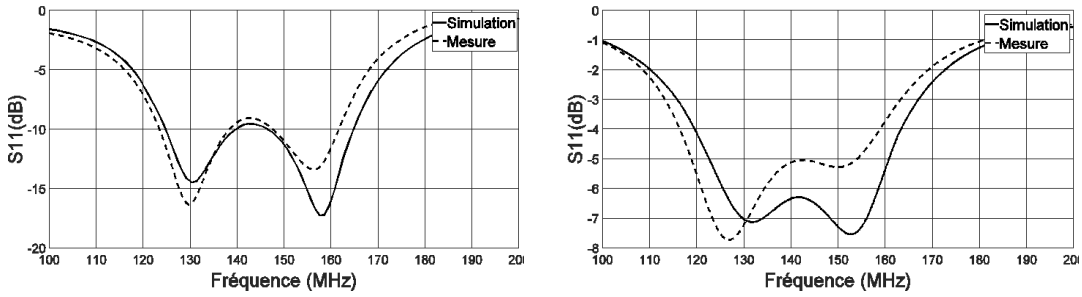
Les deux antennes A1-TC et A2-TC miniaturisées par 10 tores de MMD-TC ($\varepsilon_r \approx 14$, $\mu_r \approx 20$) (Figure 3-61), sont réalisées et mesurées avec leurs circuits d'adaptation, présentés précédemment sur la Figure 3-64.

Les circuits d'adaptation des deux antennes A1-TC et A2-TC sont réalisés sur deux substrats FR4 d'épaisseur 1,6 mm, en choisissant des composants SMD de la série Murata [71]: LQW18AN_00 et LQW15AN_00 pour les inductances, et GRM15 pour les condensateurs, avec deux ports SMA (Figure 3-67). D'abord, les paramètres S des circuits seuls ont été mesurés en chargeant ses deux ports par une impédance réelle de 50 Ω. En comparant le coefficient de réflexion S11 mesuré et simulé (Figure 3-68), nous observons un bon accord entre les résultats. Les tolérances des composants sont de 2% pour C5, 5% pour C1 et L1, 10% pour C3 et L6, et 20% pour L4.



(a) (b)

Figure 3-67 (a) circuit d'adaptation réalisé de l'antenne A1-TC. (b) Circuit d'adaptation réalisé de l'antenneA2-TC.



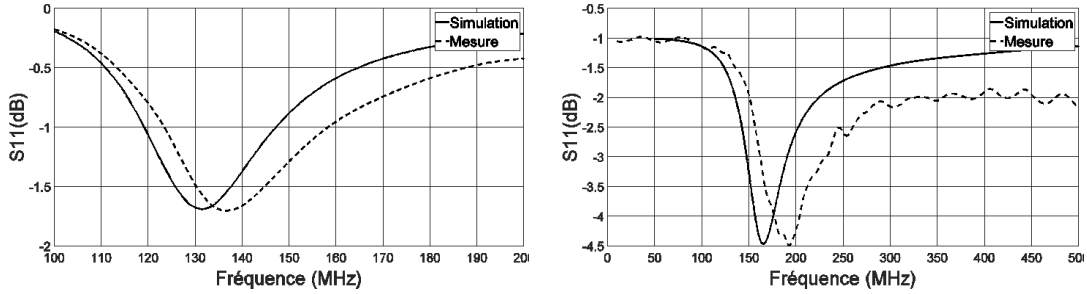
(a) (b)

Figure 3-68 (a) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré du circuit d'adaptation de l'antenne A1-TC chargé par 50 Ω sur ses deux ports. (b) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré du circuit d'adaptation de l'antenne A2-TC chargé par 50 Ω sur ses deux ports.

Les deux antennes A1-TC et A2-TC sont réalisées en utilisant une plaque de laiton d'une épaisseur de 1 mm et mesurées sur un plan de masse de 1 mètre de diamètre avec 10 tores de MMD-CT (Figure 3-69). Les coefficients de réflexion S11 sans le circuit d'adaptation sont mesurés et comparés aux résultats simulés, comme illustré à la Figure 3-70; il y a un bon accord entre les deux résultats. Ensuite, les antennes sont connectées aux circuits d'adaptation. Les coefficients de réflexion S11 sont mesurés à l'entrée des circuits et comparés aux résultats de simulations sur la Figure 3-71. Les tolérances des composants ont un effet profond sur la performance globale du circuit. Par conséquent, une erreur plus petite entre les résultats mesurés et simulés peut être obtenue en utilisant des composants avec des valeurs de tolérance plus faibles.

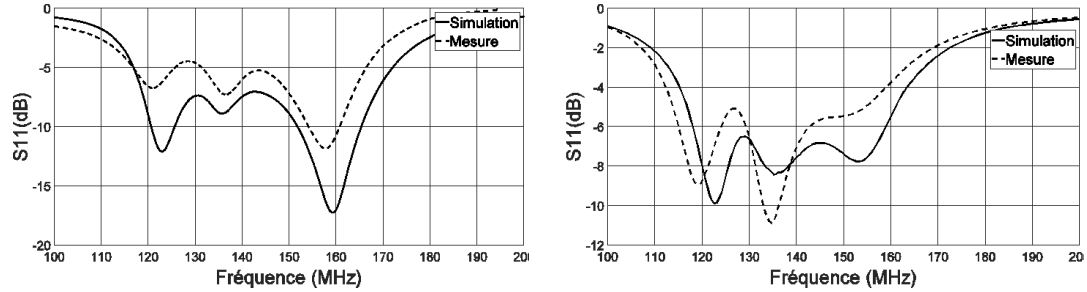
(a) (b)

Figure 3-69 (a) Antenne monopole A1-TC réalisée. (b) Antenne monopole A2-TC réalisée.



(a) (b)

Figure 3-70 (a) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne A1-TC sans le circuit d'adaptation. (b) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne A2-TC sans le circuit d'adaptation.



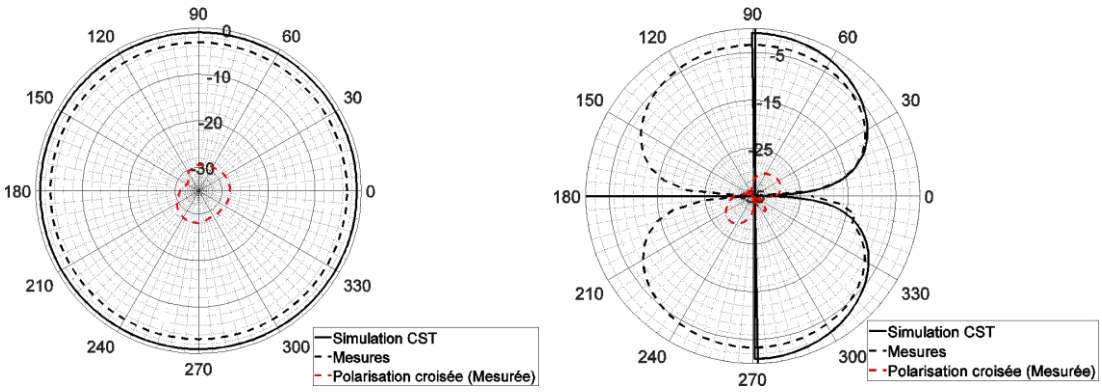
(a) (b)

Figure 3-71 (a) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne A1-TC adaptée. (b) Coefficient de réflexion S11 simulé et mesuré de l'antenne A2-TC adaptée.

Seul diagramme de rayonnement de l'antenne A2-TC a été mesuré dans la base de mesures du CEA-Leti ; le gain réalisé a été mesuré dans les plans d'azimut et d'élévation à 136 MHz. Nous observons sur la Figure 3-72 un très bon accord entre les résultats de mesures et de simulation. Le diagramme est dipolaire en azimut et en élévation, avec une faible polarisation croisée mesurée dans les plans E et H d'environ -30 dB, et le gain réalisé maximum mesuré est de -3.2 dB.

Par ailleurs, le gain réalisé en fonction de la fréquence de l'antenne adaptée A2-TC a été mesuré dans la bande de fréquence 100-180 MHz à l'angle d'élévation θ de 90°. L'antenne est mesurée sur un plan de masse de 1 m de diamètre. Comme c'est montré

sur la Figure 3-73, on obtient des résultats en bon accord avec la simulation et une augmentation d'environ 5 dB lorsque l'on considère la taille infinie du plan de masse.



(a) (b)

Figure 3-72 (a) Gain réalisé dans le plan d'azimut à la fréquence 136 MHz de l'antenne A2-TC. (b) Gain réalisé dans le plan d'élévation à la fréquence 136 MHz de l'antenne A2-TC.

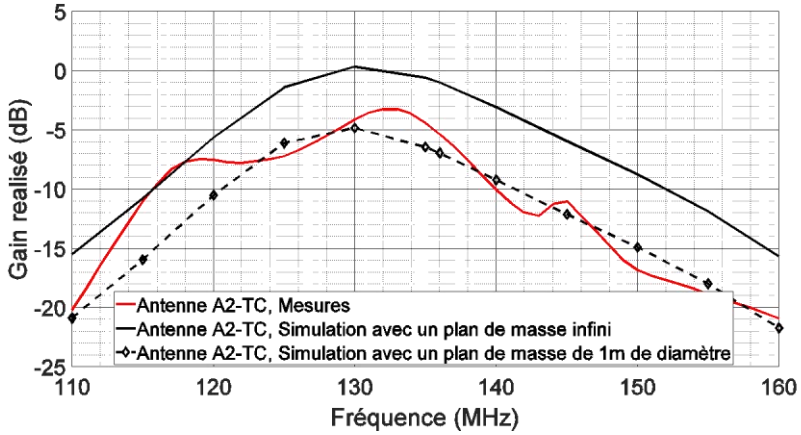


Figure 3-73 Gain réalisé en fonction de la fréquence de l'antenne adaptée A2-TC, mesuré et simulé à l'angle d'élévation de 90°.

3.10. Modifications d'antennes pour l'intégration dans le radôme

Les antennes utilisées dans les applications aéroportées sont intégrées dans un radôme d'une forme aérodynamique (voir chapitre 1). Dans notre application, le radôme utilisé de hauteur 400 mm est illustré sur la Figure 3-74 (a), avec l'objectif de le miniaturiser à 200 mm. L'encombrement global visé de l'antenne miniaturisée qui couvre la bande 118-156 MHz (indiqué en rouge sur la Figure 3-74) est de (Hauteur = 20 cm x largeurs = 26.5 cm et une épaisseur = 15 mm) soit (0.08 λ x 0.1 λ x 0.006 λ) pour la fréquence 118 MHz, respectivement. L'antenne A2-TC (déjà présentée dans la section 3.9), d'une taille de 200 mm et un rayon externe du MMD de 6 mm, satisfait au cahier des charges du radôme (Figure 3-74 b).

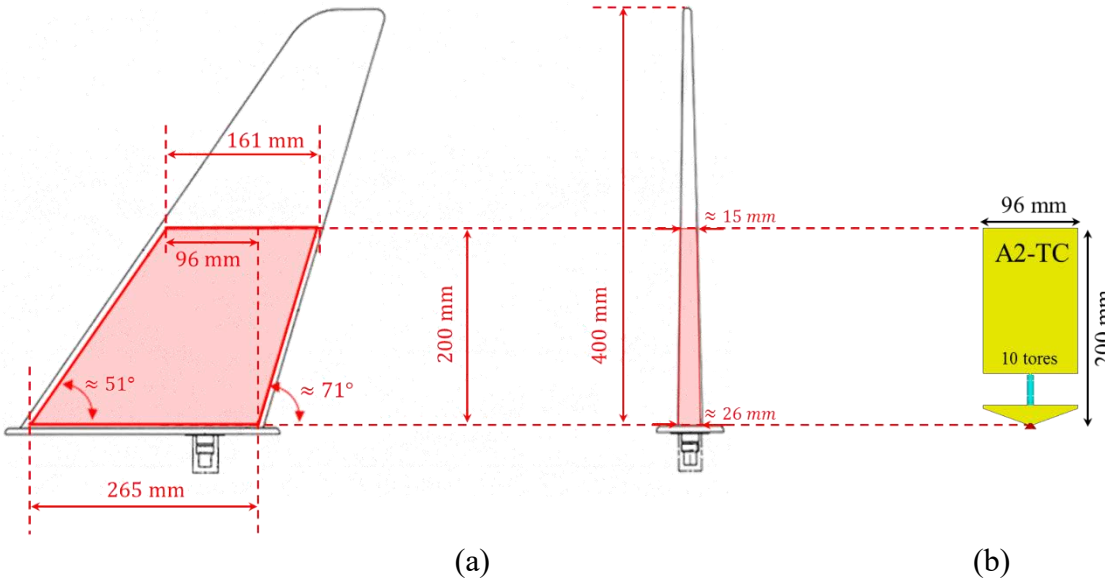


Figure 3-74 (a) Détail de l'encombrement objectif de l'antenne à concevoir. (b) Antenne monopole planaire A2-TC chargée par 10 tores du MMD dans la forme verticale.

Par contre, l'antenne A2-TC ne satisfait pas le gain réalisé souhaité, car il couvre une bande de fréquence de 26 MHz (119-145) MHz pour un gain réalisé > -6 dB. Afin d'augmenter la bande passante de l'antenne au niveau du gain réalisé, nous essayons d'augmenter la surface de l'antenne en profitant le volume disponible dans le radôme. Nous proposons l'antenne A3-TC (illustrée dans la Figure 3-75), qui résonne plus bas en fréquence à 133 MHz en comparant avec l'antenne A2-TC qui résonne à 160 MHz (Figure 3-76 a), et présente par conséquent un facteur de qualité plus faible (Figure 3-76 b), ce qui permettra d'adapter l'antenne par un circuit d'adaptation possèdant moins de perte de celui utilisé pour adapter l'antenne A2-TC, et par conséquent obtenir un gain réalisé plus large bande.

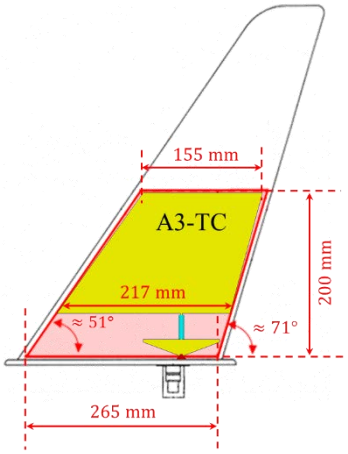
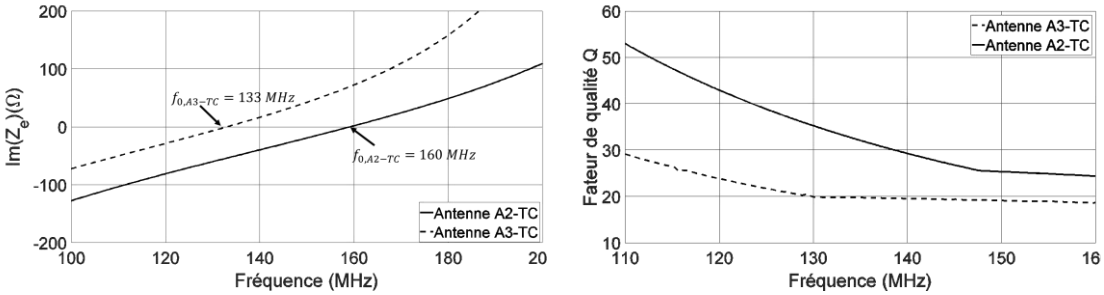


Figure 3-75 Antenne monopole planaire A3-TC avec ses dimensions et sa position dans le radôme.



(a) (b)

Figure 3-76 (a) Parties imaginaire de l'impédance d'entrée des antennes A2-TC et A3-TC. (b) Facteurs de qualité des antennes A2-TC et A3-TC dans la bande 110-160 MHz.

L'antenne A3-TC peut être adaptée par un circuit d'adaptation large bande développé par le RFT, utilisant l'impédance d'entrée simulée de l'antenne. Nous obtenons un circuit d'adaptation d'ordre 8, comme c'est montré dans la Figure 3-77. La Figure 3-78 (a) montre le coefficient de réflexion de l'antenne A3-TC adaptée à < -7 dB dans la bande de fréquence 118-156 MHz, qui est similaire de celui de l'antenne A2-TC adaptée. D'autre part, les gains réalisés, à l'angle d'élévation θ=90°, des antennes adaptées A2-TC et A3-TC en fonction de la fréquence sont comparés sur La Figure 3-78 (b). Nous observons que l'antenne A3-TC couvre une bande de fréquence de 37 MHz (119-156) MHz à -6dB, plus large bande que celle du gain de l'antenne A2-TC.

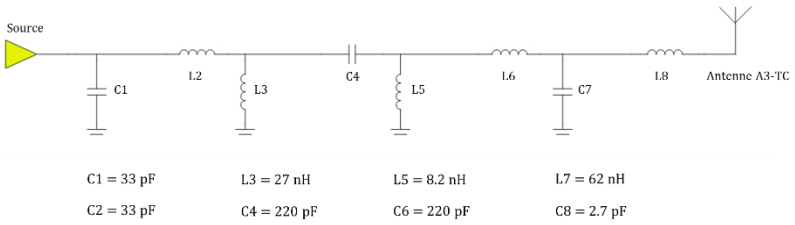
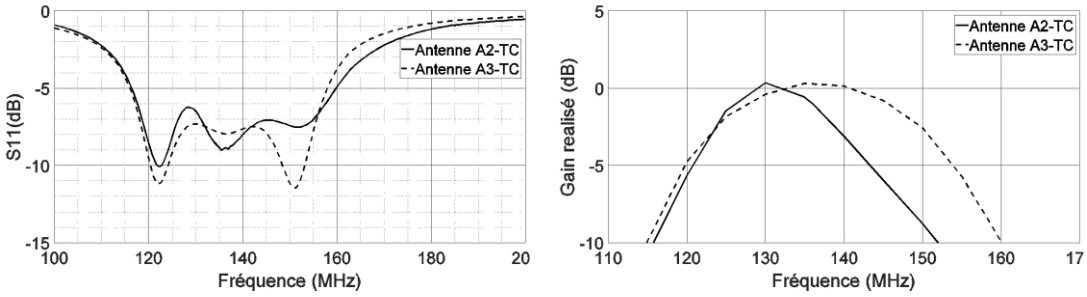


Figure 3-77 Circuits d'adaptation de l'antenne A3-TC pour la bande de fréquence 118-156 MHz.



(a) (b)

Figure 3-78 (a) Coefficients de réflexion S11 simulés des antennes adaptées A2-TC et A3-TC. (b) Gain réalisé des deux antennes A2-TC et A3-TC.

3.11. Bilan de performances

Nous comparons dans le Tableau 3-2 les performances des antennes développées précédemment A5, A1-TC, A2-TC et A3-TC, et adaptées dans la bande de fréquence 118 – 156 MHz utilisant des circuits d'adaptation large bande optimisés par RFT, comme nous avons déjà montré dans la section 3.9.

Les quatre antennes ont la taille souhaitée de 200 mm, et couvrent la bande de fréquence ciblée 118 – 156 MHz, pour un coefficient de réflexion à -6dB. L'antenne A2-TC déjà validée par les mesures (voir la section 3.9.3) satisfait au cahier des charges, où elle couvre une bande de fréquence de 122 MHz à 159 MHz pour un gain réalisé minimum à -6dB. D'autre part, l'antenne A3-TC donne la possibilité d'agrandir un peu la bande passante du gain réalisé à -6 dB, où elle couvre une bande de 117 MHz à 157 MHz grâce à son facteur de qualité qui est plus faible.

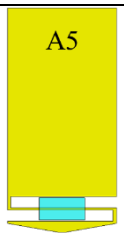
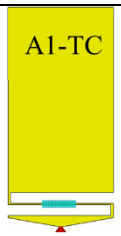
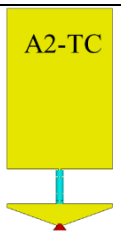
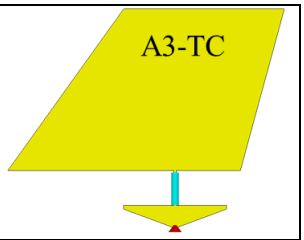
Antennes				
Hauteur (mm)	200			
Taille en longueur d'onde à 118 – 156 MHz	$\approx \lambda_{118}/12.7 - \lambda_{156}/9.6$			
BP$_{-6dB}$ (MHz)	113 – 156	118 – 155	116 – 157	117 – 157
Facteur Q	38 – 54	39 – 49	18 – 42	19 - 24
Efficacité totale maximale η_t (%)	38	33.5	36	36
BP de Gain$_{-6dB}$ (MHz)	117 - 145	114 - 137	122 - 159	117 - 157

Tableau 3-2 Bilan de performances des antennes miniaturisées par MMD-P (A5) et par MMD-TC (A1-TC, A2-TC et A3-TC), et adaptées dans la bande de fréquence 118 – 156 MHz.

3.12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons miniaturisé une antenne monopôle planaire large bande utilisée dans les applications aéronautiques, qui couvre 30% de la bande VHF de 118 - 156 MHz, avec une taille de 51 cm, en utilisant un MMD à faibles pertes développé au Lab-STICC, dans le but d'atteindre une hauteur de 20 cm qui correspond un taux de miniaturisation de 60.7%.

Ensuite, nous avons modifié la géométrie des antennes pour atteindre des taux de miniaturisation très élevés, en introduisant deux fentes dans la structure d'antenne et dans la zone couverte par le MMD. Ceci a permis d'augmenter la concentration de l'intensité du champ magnétique et de l'énergie magnétique stockée dans le matériau, et par conséquent d'obtenir un milieu magnétique plus efficace, puis un taux de miniaturisation plus élevé. Cette configuration a permis également de réduire la quantité du MMD nécessaire jusqu'à 80% pour atteindre la miniaturisation souhaitée. Nous avons démontré également que nous pouvons répondre au cahier des charges pour miniaturiser l'antenne de 60,7% avec la possibilité d'une miniaturisation plus élevée en

augmentant la longueur des fentes, et ceci est réalisé en couvrant uniquement la région d'intersection entre les deux fentes par le MMD (environ 5% de la surface de l'antenne de référence).

Afin d'adapter l'antenne miniaturisée à la bande de fréquences souhaitée de 118 - 156 MHz; un réseau d'adaptation passif à large bande d'ordre 7 a été développé par la technique de « RFT ». L'impédance d'entrée de l'antenne a été adaptée à environ -7 dB de S11 dans la bande souhaitée. Enfin, la méthode de miniaturisation proposée a été validée par les mesures.

.

Chapitre 4

Antennes agiles en fréquence chargées par des Matériaux Magnéto-Diélectrique (MMD) à perméabilité accordable

4.1. Introduction

L'antenne monopole planaire large bande a fait l'objet d'études en présence d'un MMD dans le chapitre 3 : une nouvelle structure de l'antenne monopole planaire a été proposée utilisant des fentes, ce qui a permis d'obtenir un taux de miniaturisation élevé en profitant du champ magnétique concentré dans le MMD planaire (MMD-P). D'autre part, nous avons proposé d'utiliser le MMD sous la forme de tores cylindriques (MMD-TC), ce qui a permis de diminuer considérablement le volume du MMD nécessaire tout en gardant l'effet magnétique du MMD pour la miniaturisation de l'antenne.

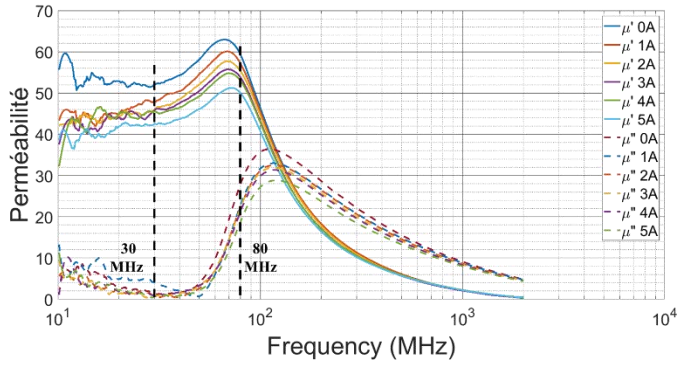
Dans ce chapitre, nous présentons une antenne agile en fréquence grâce à l'utilisation d'un MMD de perméabilité accordable. Tout d'abord, nous présentons les caractéristiques du MMD élaboré au Lab-STICC et retenu pour assurer l'agilité en fréquence. Ensuite, les performances d'antennes monopoles planaires sont étudiées de façon paramétrique en utilisant le MMD-TC reconfigurable. Puis, la structure de l'antenne retenue est optimisée afin d'améliorer ses performances d'agilité. Enfin, une nouvelle géométrie de l'antenne est proposée afin de réduire sa taille à 120 mm (au lieu de 200 mm) sans observer de dégradation de ses performances d'agilité.

4.2. MMD accordable

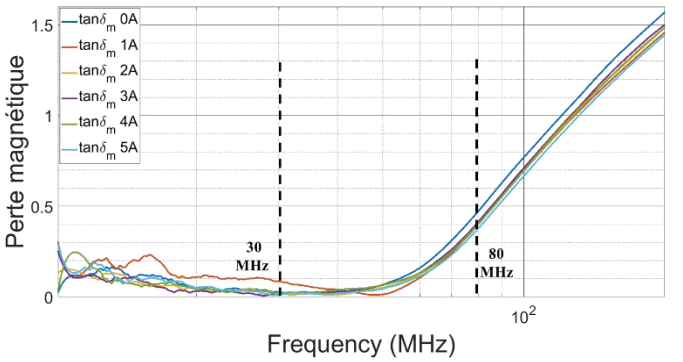
Parmi plusieurs MMD accordables élaborés au Lab-STICC au sein du projet MISTRAL, nous présentons dans cette section le MMD retenu qui présente une variation de perméabilité plus importante que les autres matériaux avec des pertes magnétiques plus faibles.

Des nanoparticules ferrimagnétiques de composition $Ni_xZn_yCu_zCo_mFe_nO_k$ ont été préparées par une méthode de co-précipitation [60] avec l'objectif d'obtenir un MMD de perméabilité variable dans la bande de fréquence ciblée 30 – 80 MHz, en appliquant un champ magnétique statique généré par un courant continu. La Figure 1-4 (a) montre la perméabilité variable du MMD mesurée sous l'action d'un courant continu de 0A à 5A qui correspond à un champ magnétique statique de 0 Oe à 6.56 Oe, respectivement. Nous observons qu'en appliquant un courant de 0A à 5A, la permittivité du MMD varie de 42 à 52 à la fréquence de 30 MHz, et de 50 à 59 à la fréquence de 80 MHz, respectivement. Concernant les pertes magnétiques ; nous remarquons sur la Figure 1-4 (b) qu'elles sont inférieures à 0.1 dans la bande 30 – 50 MHz et qu'elles augmentent

rapidement à partir de 50 MHz jusqu'à une valeur maximale d'environ 0.4 à la fréquence 80 MHz. Les caractéristiques magnétiques du MMD accordable sont rapportées sur le Tableau 3-1. La permittivité relative du MMD varie entre 5.5 et 8, avec de faibles pertes variant entre 0.03 à 0.1, dans la bande de fréquences 30 - 80 MHz (Figure 4-2). L'effet diélectrique du MMD est négligeable sur nos antennes, en raison de l'intensité du champ électrique qui est faible dans le MMD à l'inverse de celle du champ magnétique qui est plus importante, comme c'était déjà montré dans le chapitre 3.

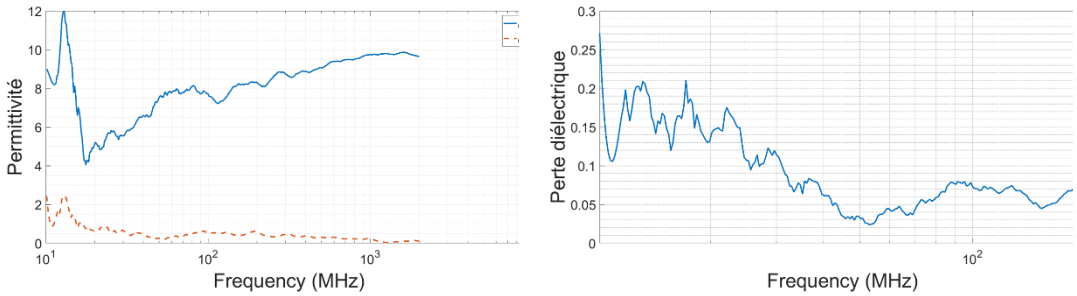


(a)



(b)

Figure 4-1 Variation (a) de la perméabilité réelle (μ') et imaginaire (μ'') du MMD dans la bande 10 MHz – 2 GHz, et (b) des pertes magnétiques ($tan\delta_m$) du MMD dans la bande 10 - 100 MHz, sous l'action d'un courant continu de 0A à 5A.



(a) (b)

Figure 4-2 (a) Permittivité réelle (ε') et imaginaire (ε'') du MMD dans la bande 10 MHz – 2 GHz. (b) Pertes diélectriques ($\tan\delta_e$) du MMD dans la bande 10 - 100 MHz.

Fréquence (MHz)	μ_r (5A – 0A)	$tan\delta_m$
30	42 - 52	≈ 0.02
50	46 - 58	≈ 0.1
80	50 - 59	≈ 0.4

Tableau 4-1 Caractéristiques magnétiques du MMD accordable sous l'action d'un courant continu de 0A à 5A, aux fréquences 30 MHz, 50 MHz et 80 MHz.

Dans la suite, nous utilisons les caractéristiques mesurées du MMD accordable, présentées dans cette section, pour la simulation d'antennes monopole planaire afin d'analyser l'effet de la perméabilité agile sur les performances des antennes, puis d'optimiser la géométrie de l'antenne afin d'améliorer son agilité en fréquence. L'objectif est d'obtenir une agilité dans la bande de fréquence (30 – 80) MHz, avec un gain réalisé supérieur à -17 dB.

4.3. Comportement d'antenne monopole planaire en présence de matériaux à perméabilité accordable

Dans cette section, nous prenons l'antenne monopole planaire chargée par 10 MMD-TC présentée précédemment dans le chapitre 3. Nous considérons cette antenne comme l'antenne de référence appelée « $A_{Réf}$ » dans ce chapitre (Figure 4-4 a). Avec ce nouveau matériau, on obtient un décalage fréquentiel important ($\sim 40\%$) par rapport au matériau utilisé précédemment (voir Figure 4-3).

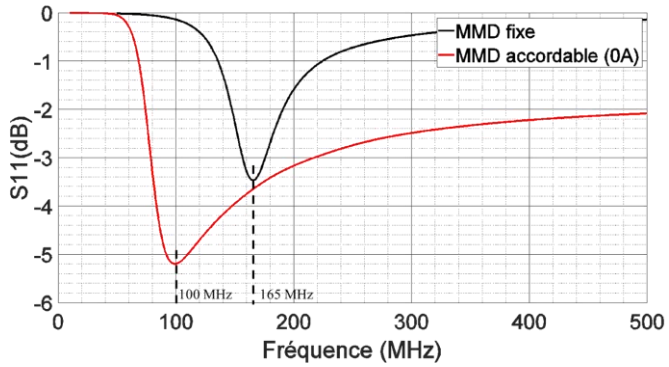
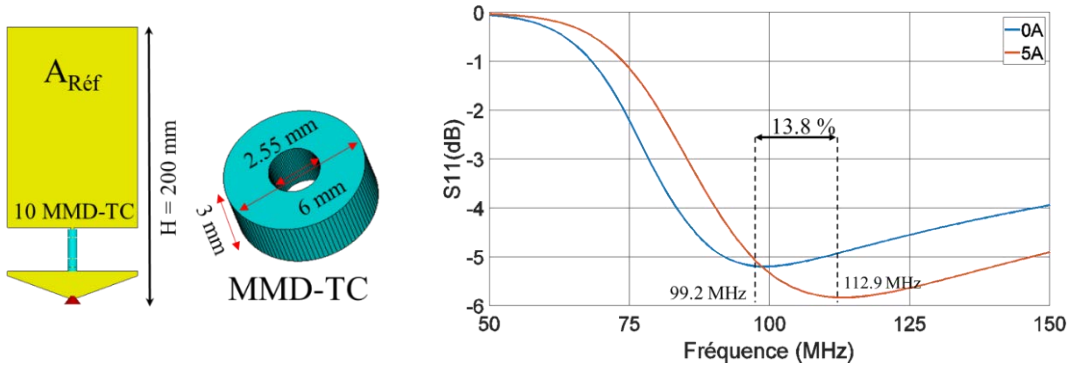


Figure 4-3 Coefficients de réflexion de l'antenne de référence chargée par 10 MMD-TC fixe et accordable.

Nous étudions par simulation l'agilité de l'antenne $A_{Réf}$ chargée par le MMD accordable dispersif pour les deux valeurs du courant continu 0A et 5A, ce qui correspond à la variation moyenne de la perméabilité relative $\Delta\mu_r \approx 10.3$. En regardant le coefficient de réflexion illustré sur la Figure 4-4 (b), nous constatons une variation de la fréquence de résonance hors de la bande ciblée $\Delta f_0 \approx 14$ MHz (99.2 MHz à 112.9 MHz), ce qui correspond à une variation de la perméabilité effective $\Delta\mu_{eff} \approx 2.2$ (7.4 à 9.6), et une agilité de 13.8 %.

Les performances de l'antenne $A_{Réf}$ agile sont rapportées sur le Tableau 4-2. Nous observons une efficacité du rayonnement très faible de 1.9 % à 2.7 %, et un gain réalisé maximum de -13.7 dB à -12 dB, pour les courants 0A et 5A respectivement, à cause des pertes magnétiques élevées du MMD aux fréquences de fonctionnement. Dans ce cas, nous remarquons que l'agilité de l'antenne $A_{Réf}$ est hors de la bande de fréquence

ciblée (30 – 80) MHz, avec des gains réalisés maximums satisfaisant au cahier des charges (supérieur à -17 dB).



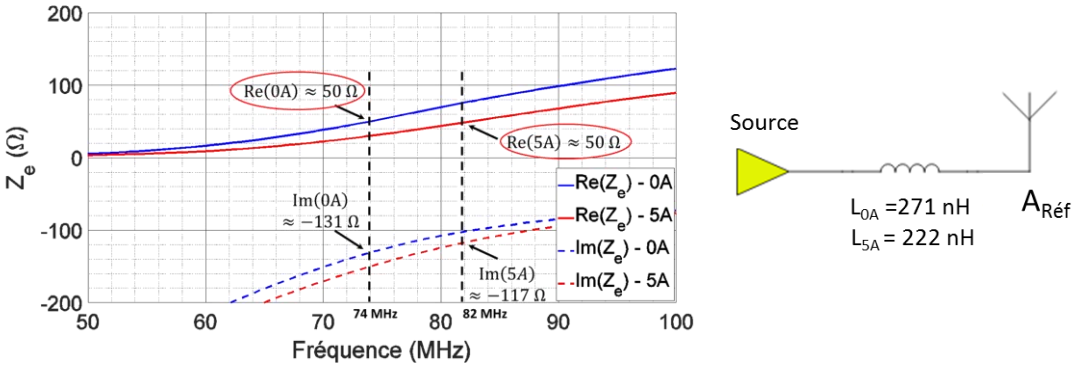
(a) (b)

Figure 4-4 (a) Antenne monopole de référence $A_{Réf}$ chargée par 10 MMD-TC accordables. (b) Coefficients de réflexion de $A_{réf}$ pour un MMD soumis à l'action d'un courant continu de 0A et 5A.

- **Adaptation de l'antenne**

Afin de résonner dans la bande ciblée (30 – 80) MHz, nous proposons d'adapter les impédances d'entrée de l'antenne plus bas en fréquence. En regardant l'impédance d'entrée de l'antenne $A_{Réf}$ dans la bande de fréquence 50 – 100 MHz (Figure 4-5 a), nous observons les deux fréquences d'intérêt : 74 MHz et 82 MHz, pour lesquelles la résistance d'entrée est égale à 50 Ω et la réactance d'entrée est capacitive de -131 Ω et -117 Ω pour 0A et 5A, respectivement. L'antenne peut être adaptée aux deux fréquences par deux inductances placées en série entre la source et l'entrée de l'antenne (Figure 4-5 b) : L_{0A} = 271 nH et L_{5A} = 222 nH.

Nous observons sur la Figure 4-6 qui montre les coefficients de réflexion adaptés que l'antenne $A_{Réf}$ résonne à 74.6 MHz et 82.6 MHz pour 0A et 5A, respectivement. Ce qui correspond à une agilité de 10.7 % dans la bande de fréquence ciblée (30 – 80) MHz. Les performances d'agilité de l'antenne adaptée sont rapportées sur le Tableau 4-2. Nous remarquons des efficacités de rayonnement et des gains réalisés similaires à ceux de l'antenne sans adaptation, malgré les valeurs des tangentes de pertes magnétiques ne dépassent pas la moitié de celles du cas précédent, c'est parce que l'antenne est beaucoup plus miniature à ces fréquences ce qui affecte l'efficacité de rayonnement. D'autre part, il faut prendre en compte que les inducteurs utilisés dans cette étude sont idéaux sans perte, cependant dans le cas réel, la résistance d'inducteur provoque une perte supplémentaire qui affecte le gain de l'antenne.



(a) (b)

Figure 4-5 (a) Impédance d'entrée de l'antenne $A_{Réf}$ pour un MMD soumis à l'action d'un courant continu de 0A et 5A, dans la bande 50 – 100 MHz. (b) Adaptation de l'antenne par une inductance en série.

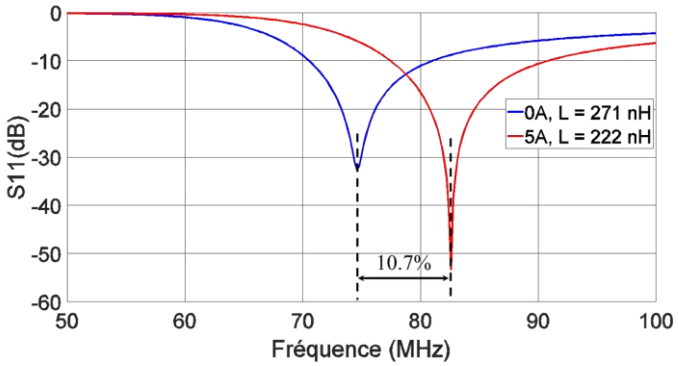


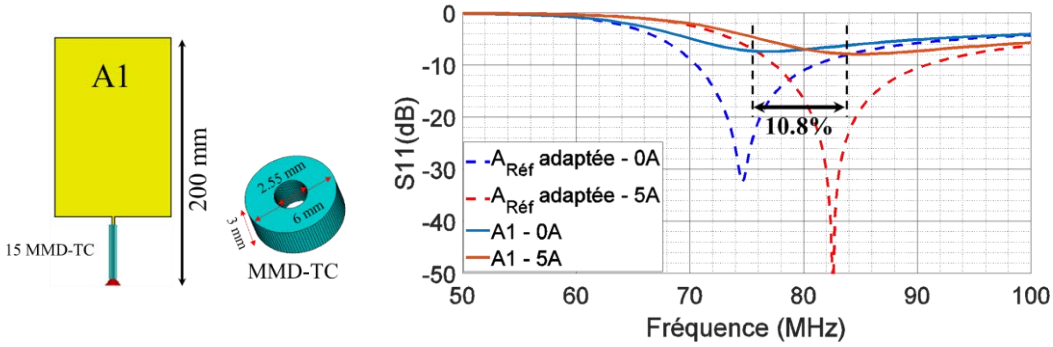
Figure 4-6 Coefficients de réflexion de l'antenne $A_{Réf}$ adaptée pour les MMD soumis à l'action d'un courant continu de 0A et 5A, dans la bande 50 – 100 MHz

- **Modification de la géométrie de l'antenne pour améliorer l'agilité**

Une autre solution est proposée pour améliorer l'agilité de l'antenne $A_{Réf}$ dans la bande de fréquence ciblée (30 – 80)MHz sans adapter l'antenne : on supprime la partie inférieure de l'antenne qui ne contribue pas au rayonnement et on ajoute 5 MMD-TC, ce qui donne l'antenne A1 illustrée sur la Figure 4-7 (a) chargée par 15 MMD-TC accordables.

En étudiant l'agilité de l'antenne A1 (Figure 4-7, b), nous obtenons la variation de la fréquence de résonance dans la bande ciblée $\Delta f_0 \approx 8$ MHz (76.6 à 85) MHz similaire de celle de l'antenne $A_{Réf}$, ce qui correspond à la variation de la perméabilité effective $\Delta\mu_{eff} \approx 3$ (13 à 16), et une agilité de 10.8 %. Comme le volume du MMD dans l'antenne A1 est plus important que celui de l'antenne $A_{Réf}$; les tangentes de perte effective sont plus importantes, ce qui conduit à des efficacités de rayonnement et des gains réalisés un peu plus faibles que ceux observés pour l'antenne $A_{Réf}$ (Tableau 4-2).

En conclusion, l'utilisation de l'antenne A1 permet d'obtenir des performances d'agilité similaires à celles de l'antenne $A_{Réf}$ adaptée, grâce au milieu magnétique effectif plus important de l'antenne A1 et par conséquent un taux de miniaturisation plus élevé sans le besoin d'un circuit d'adaptation.



(a) (b)

Figure 4-7 (a) Antenne monopole A1 chargée par 15 MMD-TC accordable. (b) Coefficients de réflexion de A1 pour le MMD soumis à l'action d'un courant continu de 0A et 5A, comparés à ceux de l'antenne $A_{Réf}$ adaptée.

	$A_{Réf}$		$A_{Réf}$ adaptée		A1	
I_{DC}	0A	5A	0A	5A	0A	5A
$f_0\ (MHz)$	99.2	112.9	74.6	82.6	76.6	85
$\eta_r\ (\%)$	1.9	2.7	2.1	2.6	1.3	1.8
$Gain\ (dB)$	-13.75	-12	-11.5	-13.2	-14.6	-13.4
$tan\delta_\mu$	0.76	0.81	0.38	0.4	0.4	0.45
μ_{eff}	9.6	7.4	-	-	16	13
Adaptation (dB)	≈ -5		≈ -30		≈ -8	
Agilité (%)	13.8		10.7		10.9	
Volume de tores (mm^3)	2780		2780		4170	

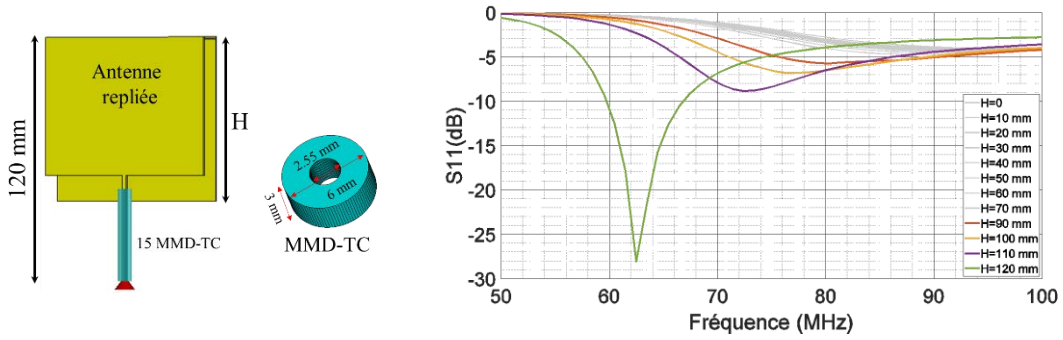
Tableau 4-2 Performances d'agilité des antennes $A_{Réf}$ et A1 sans et avec un circuit d'adaptation

4.4. Antenne monopole planaire repliée et agile en fréquence

Dans l'objectif d'obtenir une antenne monopole d'une hauteur de 120 mm au lieu de 200 mm et agile en fréquence dans la bande ciblée (30 -80) MHz, nous proposons une structure d'antenne monopole planaire repliée.

Nous prenons le monopole replié d'une hauteur de 120 mm chargé par 15 MMD-TC (Figure 4-8). En considérant la réponse du MMD qui correspond à un courant de 0A, nous varions la hauteur de la partie repliée (H) progressivement de 0 mm jusqu'à la hauteur totale de l'antenne 120 mm afin de voir l'effet de cette partie repliée sur les performances de l'antenne au niveau de la fréquence de résonance.

Nous remarquons sur la Figure 4-8 (b) que la partie repliée n'a pas un effet remarquable sur le coefficient de réflexion de l'antenne jusqu'à H = 70 mm où l'antenne résonne à environ 90 MHz. A partir de cette hauteur, le S11 commence à descendre très rapidement en fréquence jusqu'à 63.5 MHz pour H =120 mm.

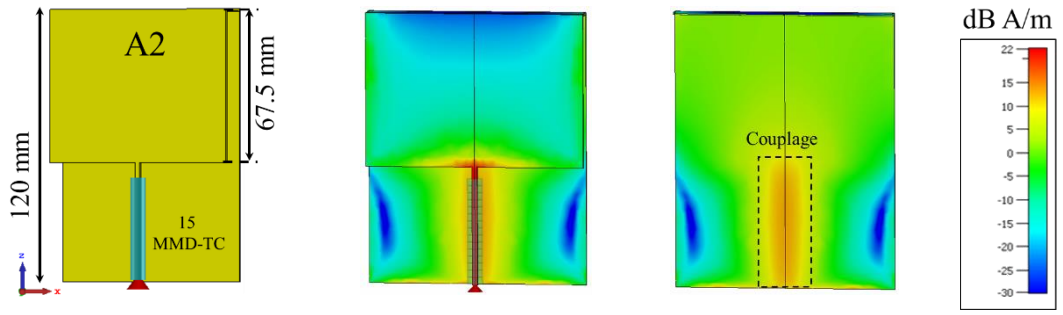


(a) (b)

Figure 4-8 (a) Antenne monopole repliée chargée par 15 MMD-TC accordable. (b) Coefficients de réflexions de l'antenne pour plusieurs hauteurs de la partie repliée (H)

Nous remarquons que le décalage de la fréquence de résonance commence à être important quand la partie repliée arrive au niveau des MMD-TC. Nous considérons l'antenne repliée complètement et appelée « A2 » (la Figure 4-9 a). Afin de comprendre ce comportement du décalage de f_0, nous calculons et présentons sur la Figure 4-9 l'intensité des courants de surface sur l'antenne A2. Comme prévu, l'intensité est maximale d'environ 25 dBA/m dans la région de l'antenne couverte par les MMD-TC (la Figure 4-9 b) et diminue progressivement dans les régions éloignées de la source jusqu'à une valeur minimale d'environ -30 dBA/m (les régions bleues dans la Figure 4-9). Par contre, en regardant la partie repliée (la Figure 4-9 c), nous remarquons que l'intensité est très importante (environ 12 dBA/m) dans la région qui est directement à l'arrière de MMD-TC, en raison du couplage entre la partie repliée et la partie MMD-TC.

Nous comparons l'intensité des champs magnétiques de l'antenne A2 (Figure 4-10 a) avec celle de l'antenne repliée partiellement (Figure 4-10 b) ; par une coupe transversale dans le plan xy au niveau des MMD-TC à la hauteur de 40 mm de l'antenne. Nous pouvons observer que le couplage de l'antenne A2 provoque une intensité maximale du champ magnétique dans les MMD-TC de 22 dB A/m, qui est plus importante que celle de 15 dBA/m de l'antenne repliée partiellement. Ce qui conduit par conséquent à augmenter le milieu magnétique effectif en le multipliant par un facteur de 1.46, et donc à décaler la fréquence de résonance de l'antenne.



(a) (b) (c)

Figure 4-9 (a) Antenne A2 repliée, et l'intensité des courant de surfaces (b) sur l'antenne et (c) sur la partie repliée.

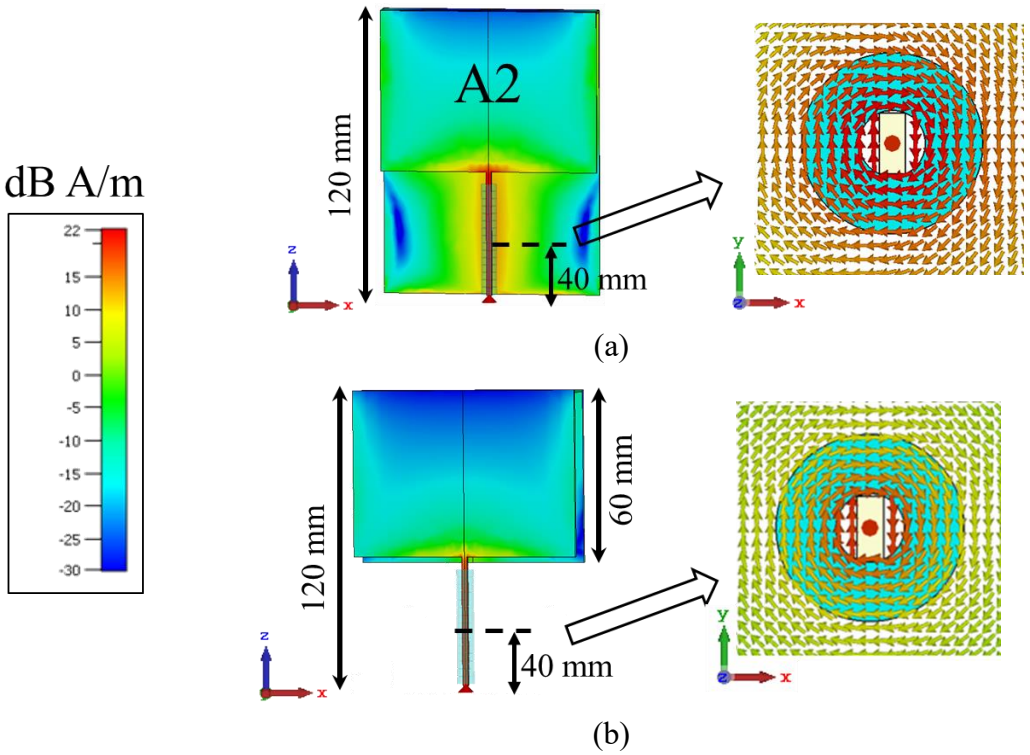


Figure 4-10 Densité du champ magnétique de l'antenne monopole (a) totalement repliée (A2) et (b) partiellement repliée.

En étudiant l'agilité de l'antenne A2 (Figure 4-11), nous obtenons la variation de la fréquence de résonance dans la bande ciblée $\Delta f_0 \approx 6.5$ MHz (73.5 à 70) MHz, ce qui correspond à la variation de la perméabilité effective $\Delta\mu_{eff} \approx 4.17$ (23.4 à 19.23), et une agilité de 10.2 %. Nous remarquons que l'antenne A2 a une agilité similaire de celle de l'antenne A1, mais elle résonne plus bas en fréquence, en raison de son milieu magnétique effectif qui est plus élevé. La perte effective par conséquent est plus importante, ce qui conduit à des efficacités de rayonnement et des gains réalisés plus faibles par rapport à l'antenne A1 (Tableau 4-2). En notant que la taille électrique de l'antenne A2 (ka = 0.17) est beaucoup plus petite que celle de l'antenne A1 (ka = 0.36), ce qui contribue à la dégradation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

Le diagramme de rayonnement du gain réalisé de l'antenne A2 est montré sur la Figure 4-12 dans les plans d'azimut et d'élévation, à la fréquence de résonance de 63.5 MHz qui correspond au MMD sous l'action d'un courant de 0A. Nous remarquons que le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel.

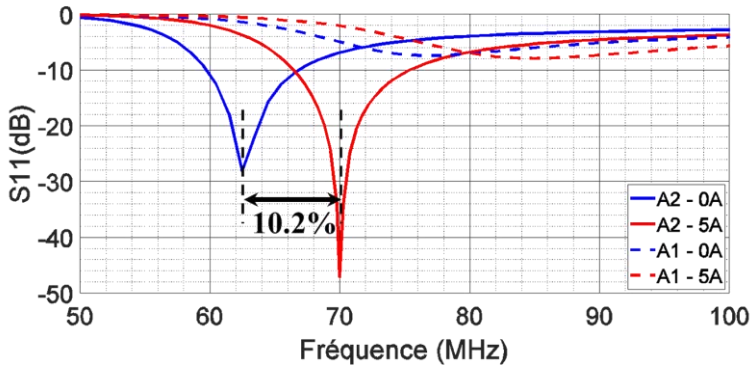
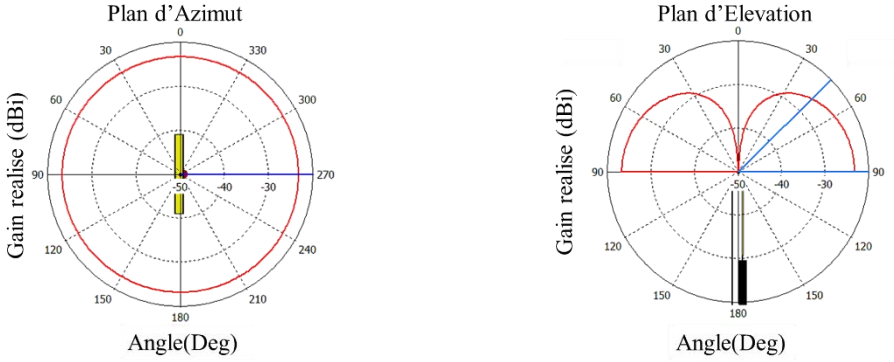


Figure 4-11 Coefficients de réflexion de l'antenne A2 pour les réponses du MMD sous l'action d'un courant continu de 0A et 5A, dans la bande 50 – 100 MHz



(a) (b)

Figure 4-12 Gain réalisé dans les plans (a) d'azimut et (b) d'élévation, à la fréquence de résonance 63.5 MHz de l'antenne A2 chargée par des MMD-TC sous l'action d'un courant 0A.

	A1		A2	
I_{DC}	0A	5A	0A	5A
$f_0\ (MHz)$	76.6	85	63.5	70
$\eta_r\ (\%)$	1.3	1.8	0.2	0.3
$Gain\ (dB)$	-14.6	-13.4	-21	-20
$tan\delta_\mu$	0.4	0.45	0.2	0.22
μ_{eff}	16	13	23.4	19.23
Agilité (%)	10.9		10.2	
Taille en longueur d'onde	$\lambda_0/19$	$\lambda_0/17$	$\lambda_0/39$	$\lambda_0/36$
ka	≈0.36		≈0.17	

Tableau 4-3 Performances d'agilité des antennes A1 et A2 sans et avec un circuit d'adaptation

Le taux d'agilité absolu est calculé de la manière suivante [72] :

$$TR(\%) = 2\,x\,\frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_{sup} + f_{inf}}x100 \qquad 4\text{-}1$$

Où f_{sup} et f_{inf} sont les fréquences de résonance supérieure et inférieure.

Afin de relier cette excursion fréquentielle obtenue à l'intervalle de perméabilité considéré, il est nécessaire d'introduire la notion de rendement d'agilité $\eta_a(\%)$ qui se définit de la manière suivante [72] :

$$\eta_a(\%) = \frac{TR(\%)_{|\mu_r=i} - TR(\%)_{|\mu_r=i-1}}{(\mu_r = i) - (\mu_r = i-1)} \qquad 4\text{-}2$$

Les rendements d'agilité $\eta_a(\%)$ des antennes A1 et A2 sont tracés sur la Figure 4-13 ci-dessous pour les différentes valeurs moyennes de μ_r qui correspondent aux courants de 0A à 5A.

Nous constatons un rendement d'agilité maximal de 1.8 % pour l'antenne A1 et de 1.4% pour l'antenne A2 sur l'intervalle de μ_r considéré. A titre de comparaison, des rendements d'agilité de l'ordre de 0.4 % sont constatés pour des antennes rendues agiles à l'aide de capacités BST pilotées en tension de sorte à faire varier le ε_r effectif du substrat d'antenne dans la bande UHF (500-1000 MHz) [73].

Par ailleurs, celui-ci diminue lorsque les valeurs de perméabilité augmentent. Cela montre que les antennes sont de moins en moins agiles en fréquence lorsqu'elles sont miniaturisées.

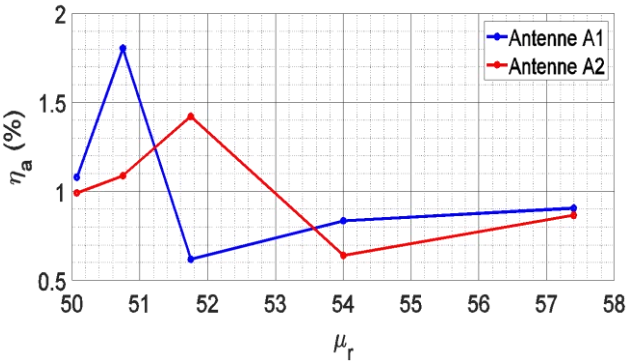


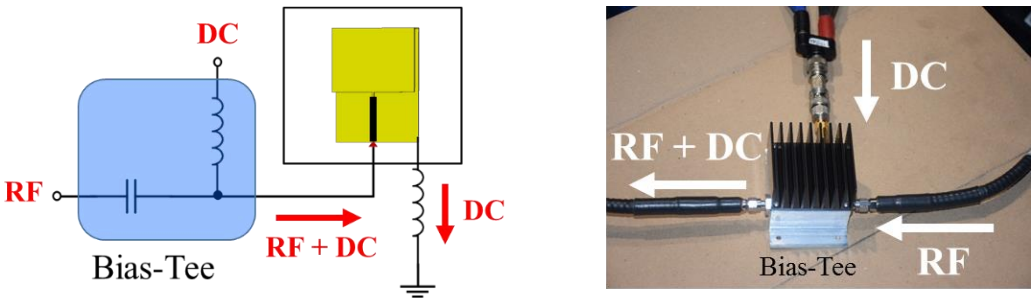
Figure 4-13 Rendement d'agilité en fonction de la perméabilité agile des MMD-TC pour les antennes A1 et A2.

4.5. Validation expérimentale

L'antenne A2 a été réalisée en plaque de laiton de 0.2 mm d'épaisseur et mesurée sur un plan de masse de 1 m de diamètre en la chargeant par 15 tores du matériau accordable fabriquées à Lab-STICC (Figure 4-14).

L'antenne a été alimenté par le signale RF avec un courant continue variable de 0A à 5A en utilisant le Bias-Tee ZABT-80W-13-S+/Mini-Circuits comme le montre la Figure 4-15, et le circuit DC a été fermé par un court-circuit en utilisant une inductance du même type de celle utilisé dans le Bias-Tee pour bloquer le signale RF. Les résultats de mesures des coefficients de réflexion sous l'action d'un courant continue de 0A et de 5A sont montrés sur la Figure 4-16 est comparés avec les résultats des simulations. On observe un bon accord entre les résultats avec des fréquences de résonance très proches entre les simulations et les mesures.

Figure 4-14 Antenne monopole repliée A2 réalisée et chargée par 15 MMD-TC accordable.



(a) (b)

Figure 4-15 (a) Schéma d'alimentation de l'antenne A2 par le signale RF avec un courant continue. (b) Bias-Tee utilisé pour alimenter l'antenne par un courant continue avec le signale RF.

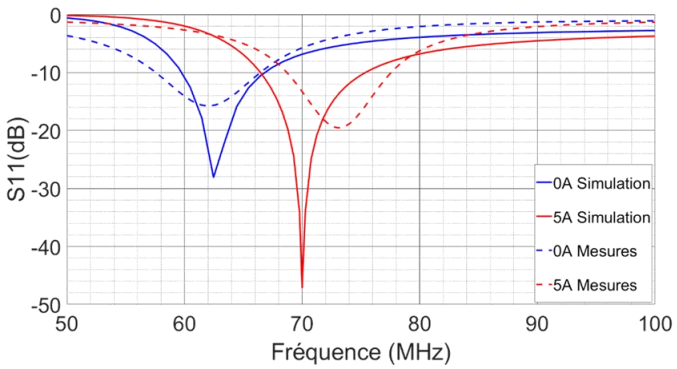


Figure 4-16 Coefficients de réflexion mesurés de l'antenne A2 pour les réponses du MMD sous l'action d'un courant continu de 0A et de 5A comparés avec les résultats des simulations.

4.6. Conclusion

Dans ce chapitre, l'antenne monopole planaire agile en fréquence a été étudiée en la chargeant par des Matériaux Magnéto-Diélectrique sous la forme des Tores Cylindriques (MMD-TC) de perméabilité accordable.

Une agilité de 10.7 % dans la bande de fréquence 30-80 MHz a été obtenue pour une antenne d'une taille de 200 mm avec la présence des inductances d'adaptation. Le gain réalisé maximum est entre -13 dB et -15 dB ce qui satisfait au cahier des charges. Puis, nous avons optimisé la géométrie de l'antenne et augmenté le nombre des MMD-TC, ce qui a permis d'obtenir des performances d'agilité similaire au cas précédent sans le besoin d'adapter l'antenne. D'autre part, nous avons proposé une géométrie d'une antenne monopole planaire repliée, afin d'obtenir une antenne d'une taille de 120 mm (au lieu de 200 mm) et agile de 10.2% dans la bande ciblée, à l'aide d'un couplage du

champ magnétique, ce qui augmente l'effet magnétique du MMD pour décaler les fréquences de résonance vers la bande ciblée. Par contre, l'effet des pertes sur l'antenne repliée est plus élevé, et par conséquent le gain réalisé maximum est d'environ -20 dB. L'agilité de l'antenne monopole planaire repliée chargée par le matériau accordable a été validée par les mesures avec un bon accord entre les résultats des mesures et des simulations.

Conclusion générale et perspectives

Dans cette thèse, nous avons étudié la miniaturisation et la modélisation d'une antenne monopole large bande par l'utilisation des Matériaux Magnéto-Diélectriques (MMD), en respectant le cahier des charges du projet MISTRAL fourni dans l'introduction générale.

Tout d'abord, l'étude fondamentale de la littérature des doublets magnétiques et électriques entourés dans leur sphère par des MMD nous a permis de comparer les limites de ces antennes en termes de la bande passante et de leurs efficacités de rayonnement. Il a été montré que la limite minimale du facteur de qualité Q des dipôles dépend des caractéristiques diélectriques (ε_r et $tan\delta_e$) et magnétiques (μ_r et $tan\delta_m$) des MMD selon le mode de rayonnement des antennes (TE ou TM). Pour les dipôles électriques (modes TM_{n0}) avec un $ka < 1$, la perméabilité du MMD ($\mu_r > 1$) n'entraîne pas une augmentation de l'énergie emmagasinée autour de l'antenne (Q constant), tandis que la permittivité ($\varepsilon_r > 1$) augmente la limite du facteur de qualité et suscite un comportement fortement résonnant de dipôles. En ce qui concerne les dipôles magnétiques (modes TE_{n0}), la perméabilité élevée du MMD provoque une diminution importante de la limite du facteur de qualité qui approche dans ce cas Q_{chu}, et minimiserait l'impact de la permittivité. De plus, l'augmentation des caractéristiques des MMD (ε_r, μ_r) pour les deux modes de rayonnement TE et TM, provoque une limitation du Q sur les petites valeurs de la taille électrique des dipôles $k_0 a$. Enfin, nous pouvons conclure que les dipôles magnétiques sont avantageux pour la réduction des dimensions par des MMD, cependant dans le cas réel lorsque ces matériaux présentent des pertes, les dipôles électriques restent plus avantageuses au niveau de l'efficacité de rayonnement et lorsque la permittivité est faible. Sachant que pratiquement les caractéristiques effectives du MMD ($\varepsilon_{eff}, \mu_{eff}$) sont considérées au lieu de celles relatives (ε_r, μ_r) lorsque les dimensions des MMD sont limités.

Ensuite, nous avons étudié l'antenne monopole planaire large bande miniaturisée par des MMD, qui est le type d'antennes largement utilisé dans les systèmes de télécommunication aéroportés en bande VHF, grâce à sa structure simple, et sa facilité de fabrication. Dans le chapitre 2, nous avons modélisé l'antenne monopole planaire insérée dans un MMD par un nouveau circuit équivalent développé à partir de l'impédance d'entrée simulée ou mesurée de l'antenne dans l'air et des caractéristiques du MMD utilisé (ε_r, μ_r, $tan\delta_e$ $tan\delta_m$). Nous nous sommes basés sur le modèle multi résonant du monopole large bande dans l'air issu de l'état de l'art, pour le modifier ensuite et aboutir à un nouveau modèle de ses antennes insérées dans un MMD des dimensions infinies avec ou sans pertes. Le caractère fini des MMD utilisés a été ensuite pris en compte en remplaçant les caractéristiques relatives des MMD par celles effectives (ε_{eff}, μ_{eff}, $tan\delta_{e,eff}$ $tan\delta_{m,eff}$). Une méthode analytique a été mise en œuvre qui permet de déterminer le milieu effectif des MMD selon les dimensions du

matériau et celles des antennes. Les circuits équivalents proposés ont été validés en comparant ses réponses avec les impédances d'entrée simulées par un logiciel de simulation EM 3D (CST), avec un très bon accord entre les résultats.

Afin de miniaturiser l'antenne monopole planaire large bande en utilisant un MMD à Ni-Zn-Co développé par le Lab-STICC, nous avons proposé dans le chapitre 3 des nouvelles configurations de l'antenne pour atteindre un taux de miniaturisation très élevé allant jusqu'à 60 % satisfaisant le cahier des charges du projet MISTRAL. Pour ce monopole électronique nous avons exploité uniquement la partie magnétique du MMD (μ_{eff} allant jusqu'à 3) et minimisé la permittivité (ε_{eff} = 1) de manière à garder une limite minimale du facteur de qualité du monopole tout en réduisant considérablement le volume nécessaire du MMD. Nous avons donc miniaturisé un monopole planaire large bande d'une taille de 51 cm, qui couvre 30% de la bande VHF de 118 MHz à 156 MHz, par le MMD qui a une perméabilité élevée de (19 – 22) et de faibles pertes magnétiques entre 0.03 et 0.05 dans la bande de fréquence 100 – 200 MHz. Nous avons proposé de couvrir seulement les régions de l'antenne où l'intensité du champ magnétique est maximale par le MMD. Par cette méthode nous avons miniaturisé la taille de l'antenne par 15% en couvrant seulement 12% de sa surface par deux plaquettes du MMD Planaires (MMD-P). Ensuite, nous avons proposé une nouvelle géométrie du monopole en introduisant deux fentes dans sa structure, permettant une interaction optimale avec le MMD, et par conséquent nous avons miniaturisé l'antenne par le taux de miniaturisation souhaité d'environ 60%. Par ailleurs, nous avons proposé d'utiliser le MMD sous une forme des Tores Cylindriques (MMD-TC), afin de supprimer la discontinuité des lignes du champ magnétique provoqué par l'épaisseur métallique de l'antenne, ce qui a permis d'augmenter l'impact magnétique du matériau, et par conséquent de réduire la quantité du MMD nécessaire jusqu'à 80% pour atteindre la miniaturisation souhaitée, en couvrant seulement 5% de la surface de l'antenne de référence. Enfin, nous avons adapté l'impédance d'entrée de l'antenne monopole miniaturisée par un circuit d'adaptation passif large bande pour couvrir la bande (118-156) MHz avec ROS < 2.5, un gain réalisé maximum d'environ -5 dB et une efficacité maximale de 35%, qui satisfont au cahier des charges. L'antenne miniaturisée par le MMD et adaptée a été validée par les mesures avec un bon accord entre les résultats. De façon générale, les solutions proposées dans ce chapitre pour la miniaturisation d'antennes monopoles planaires utilisant des MMD, permettent d'augmenter l'impact magnétique des matériaux considérablement pour obtenir des taux de miniaturisation très élevés, cependant cela induit une augmentation de l'impact de leurs pertes magnétiques, et par conséquent une dégradation de l'efficacité et du gain de l'antenne miniaturisée. Le développement d'un MMD à faibles pertes magnétiques est indispensable pour bénéficier pleinement de l'avantage d'une perméabilité élevé.

Une antenne monopole planaire miniaturisée et agile en fréquence dans la bande VHF entre 30 MHz et 80 MHz a été développée par l'utilisation des MMD-TC d'une perméabilité accordable sous l'action d'un courant continu. Une agilité d'environ 11 % a été obtenue pour une antenne d'une taille de 200 mm, avec un gain réalisé maximum

entre -13 dB et -15 dB ce qui satisfait au cahier des charges. Ensuite, nous avons proposé une géométrie d'une antenne monopole planaire repliée afin d'obtenir la taille souhaitée de 120 mm dans le cahier des charges en gardant son agilité dans la bande ciblée. A l'aide d'un couplage du champ magnétique entre le MMD et la partie repliée de l'antenne, l'effet magnétique du matériau a été augmenté ce qui a permis de décaler les fréquences de résonance vers la bande 30 – 80 MHz. Par conséquent, nous avons obtenu une antenne agile de 10% dans la bande ciblée avec un gain réalisé maximum d'environ -20 dB.

Perspectives :

- Chercher d'autres méthodes d'adaptation de l'antenne miniaturisée par le MMD sans l'utilisation des circuits d'adaptation qui ajoutent des pertes additionnelles, par exemple l'utilisation des éléments parasites.

- Réaliser et valider par mesures les antennes agiles en fréquence proposées dans cette thèse, en cherchant une méthode d'excitation du courant continu

Annexe I.

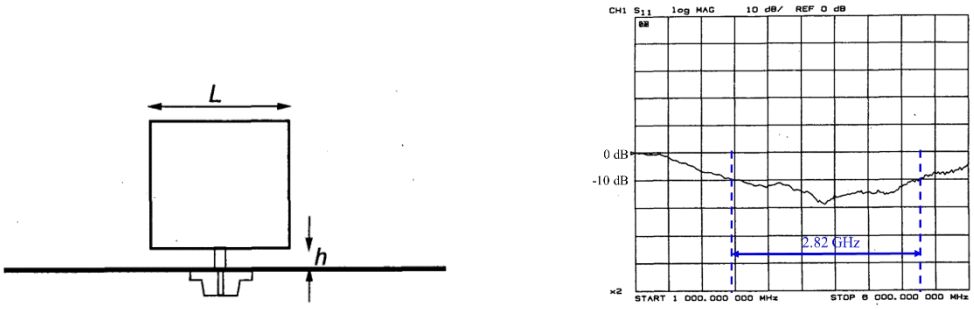
Antennes monopoles planaires larges bandes

Comme nous avons montré dans la section précédente, l'antenne monopole planaire est le type préféré pour les systèmes aériens, grâce à ses propriétés mécaniques ; sa structure simple et sa forme aérodynamique, et ses performances électromagnétiques ; large bande et omnidirectionnelle. Dans cette section nous montrons et comparons les différents types d'antennes monopole planaires et ensuite la méthode conventionnelle de la conception d'un monopole planaire large bande et omnidirectionnelle.

I.1. Antenne monopole planaire carrée et ses dérivations

L'antenne monopole planaire a été signalée pour la première fois en 1976 par Dubost et Zisler [74]. L'antenne monopole planaire carrée a été étudié par Ammann [75], qui l'a réalisé en remplaçant le fil d'un monopole conventionnel par un élément planaire, situé au-dessus d'un plan de masse et alimenté à l'aide d'un connecteur SMA, comme illustré à Figure I-1 (a). C'est une antenne large bande avec une bande passante typique de 75% en bande S, montrant un diagramme de rayonnement constant sur toute la bande.

Des mesures d'impédance d'entrée ont été effectuées pour différentes tailles du monopôle carré sur un plan de masse carré de 25 cm. Un plat en laiton de 0.5 mm d'épaisseur a été utilisé pour fabriquer l'antenne. La bande passante dépend du gap d'alimentation h. La fréquence correspondant à la limite inférieure de la bande passante est relativement indépendante du gap d'alimentation h, mais la fréquence supérieure en dépend fortement. Un gap d'alimentation de 2.5 mm a été utilisé qui donne la valeur optimale de la bande passante pour cet élément. L'antenne carrée de 25 mm et pour le gap d'alimentation de 2.5 mm couvre la bande de 2.38 – 5.2 GHz (2.82 GHz) (Figure I-1 b).



(a) (b)

Figure I-1 (a) Monopole planaire carrée sur un plan de masse. (b) Coefficient de réflexion pour l'antenne de 25 mm couvrant une bande de 2.82 GHz.

Pour une antenne tronquée cylindrique sur un grand plan de masse, la longueur pour la première résonance est :

$$L = 0.24\ A\lambda_0 \qquad 0\text{-}1$$

Où λ_0 est la longueur d'onde de l'espace libre et A est le paramètre longueur-rayon du monopôle donné par :

$$A = \frac{L/r}{1 + L/r} \qquad 0\text{-}2$$

Où L est la longueur, et r est le rayon du cylindre.

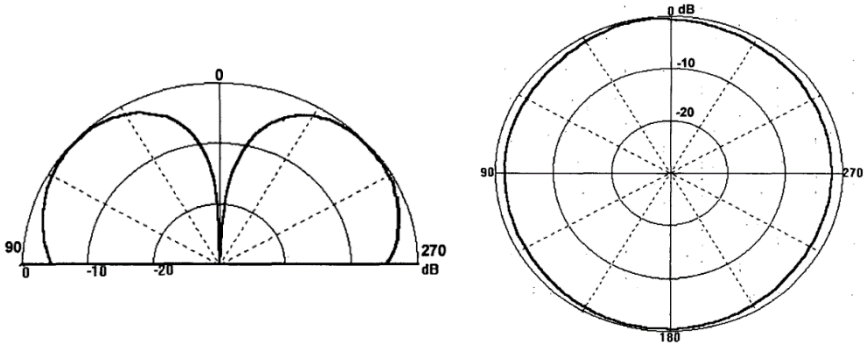
Pour un conducteur de section non circulaire, il suffit de prendre un rayon équivalent, selon Hallen [76]:

$$r = \frac{L}{2\pi} \qquad 0\text{-}3$$

Enfin, pour un élément carré. La fréquence correspondant à la limite inférieure de la bande passante f_L est :

$$f_L(GHz) = \frac{61.9}{L} \qquad 0\text{-}4$$

Les diagrammes de rayonnement des plans E et H de l'élément de 30 mm ont été mesurés à la fréquence centrale de 3 GHz et sont illustrés dans Figure I-1 (a) et (b). L'antenne présente un diagramme quasi omnidirectionnel dans le plan H et un diagramme monopolaire typique dans le plan E. Il a été constaté que le gain était de 1.5 dBi dans le plan du plan de masse, mais a été augmenté à un maximum de 4.5 dBi à une altitude de 40 degrés par rapport au plan de masse, donnant un diagramme conique. Ceci est typique des monopôles due à l'effet du plan de masse fini. La polarisation croisée était de 15 dB.



(a) (b)

Figure I-1 (a) *Diagramme de rayonnement du plan E normalisé* (E_θ , *dans le plan* $\phi = 90$). (b) *Diagramme de rayonnement du plan H normalisé* (E_θ , *dans le plan* $\theta = 90$).

Modifications de la géométrie de l'antenne ont été proposés, à la fois pour améliorer et contrôler la bande passante de l'antenne. Ceux-ci incluent l'inclination de l'élément planaire par rapport au plan de masse [77] et employant une géométrie trapézoïdale [78]. Une amélioration significative de la bande passante peut être obtenue simplement en ajustant le bord carré près du plan de masse, ce qui donne un monopole pentagonal [79], [80].

Il a été démontré expérimentalement que les fréquences des limites supérieur et inférieur du monopôle planaire carré simple de la dimension L de 25 mm étaient 5 GHz et 2.35 GHz. Si l'élément carré est coupé d'un angle θ de $10°$ sur un seul côté de la sonde d'alimentation, ce qui donne un pentagone asymétrique (Figure I-2 a), la fréquence supérieure augmente à 5.3 GHz. Si l'angle θ est augmenté à $40°$, la fréquence supérieure est augmentée à 6.0 GHz, tandis que la fréquence inférieure descend à 2.175 GHz. Les valeurs des bandes passantes pour les angles de $10°, 20°, 30°$ et $40°$ sont présentées dans Tableau I-1. Si l'élément planaire est ajusté symétriquement des deux côtés de la sonde d'alimentation, comme illustré à Figure I-2 (a), la fréquence supérieure de la bande augmente à nouveau. Pour un angle symétrique de $20°$, la fréquence supérieure est de 6.75 GHz et pour $30°$, elle passe à 7.25 GHz (Tableau I-1). Le coefficient de réflexion mesuré est illustré à la Figure I-2 (b). En augmentant l'angle θ symétriquement à $40°$, la fréquence supérieure augmente considérablement à 12,5 GHz.

Angle de coupe θ (degrés)	**Bande passante (GHz) (ROS<1) Coupe asymétrique**	**Bande passante (GHz) (ROS<1) Coupe symétrique**
Pas de coupe	2.35 – 4.95	2.35 – 4.95
10	2.20 – 5.30	2.12 – 5.95
20	2.19 – 5.75	2.11 – 6.75
30	2.17 – 5.97	2.10 – 7.25
40	2.17 – 6.00	2.10 – 12.50

Tableau I-1. Les largeurs des bandes passantes mesurées pour les éléments carrés avec ajustement asymétrique et symétrique selon différents angles

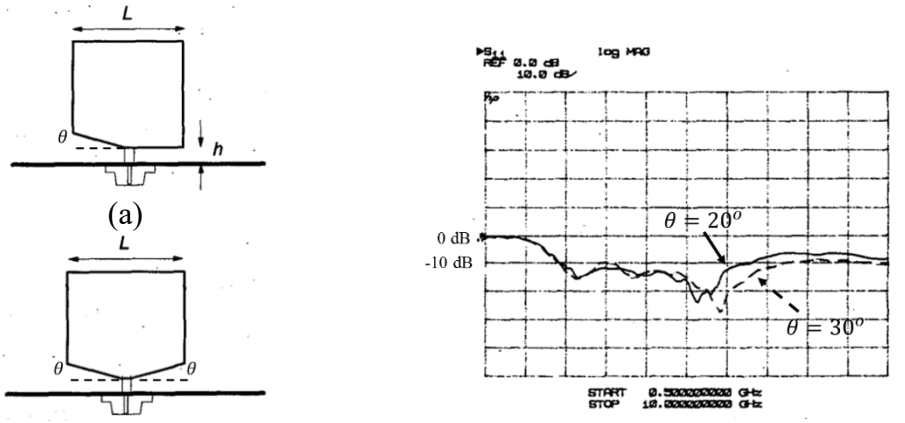
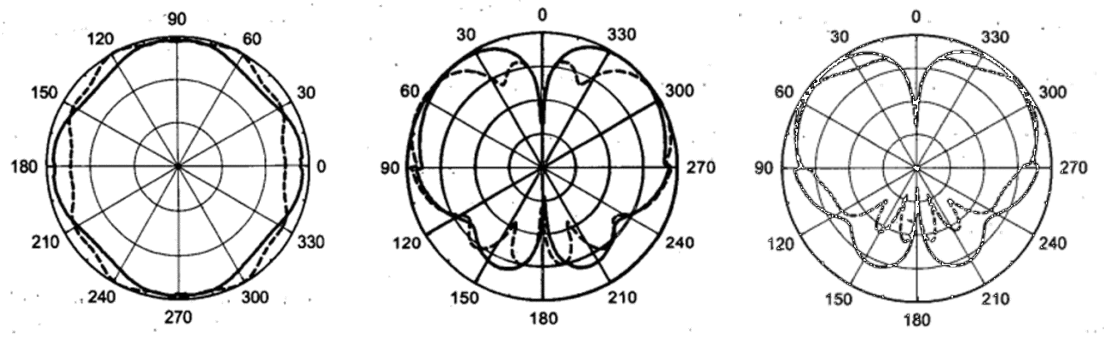


Figure I-2 (a) Géométrie carrée simple avec un et deux côtés coupés, formant des pentagones asymétriques et symétriques. (b) Coefficient de réflexion mesuré pour la géométrie carrée avec les deux côtés coupés de 20° (continu) et de 30° (pointillé).

Les diagrammes de rayonnement sont quasi-omnidirectionnels sur la bande passante, comme illustré sur Figure I-3. L'effet de l'angle de coupe et du nombre de côtés coupées sur le diagramme 3D est non significatif (inférieur à 1 dB) sur toute la bande. Le diagramme du plan H $E_{\theta}(\phi, \theta = 90)$ est omnidirectionnel à environ ± 1.6 dB à 2.4 GHz et environ ± 2.9 dB à 5.8 GHz (Figure I-3 a). Le gain maximum à 2.4 GHz est de 2.7 dBi à une altitude de 38°, et le gain dans le plan du plan de masse est de 1.2 dBi. À 5.8 GHz, le gain maximum est de 4.6 dBi à une altitude de 25°, et le gain maximum dans

le plan du plan de masse est 2.4 dBi. Le diagramme du plan E pour θ = 90 et θ = 0 est montré sur Figure I-3 (b) et (c).

Le diagramme de l'élément coupé symétriquement par un angle de 40° subit une certaine dégradation à aux fréquences plus élevées. Aux ces fréquences près de la fréquence supérieure de la bande, les dimensions de cette antenne ne sont plus petites comparées à la longueur d'onde et le diagramme de rayonnement montre une certaine directivité. Les diagrammes simulés pour le plan H sont illustrés à Figure I-4 et indiquent une certaine distorsion.



(a) (b) (c)

Figure I-3 Diagrammes de rayonnement du monopole pentagonal symétrique sur un plan de masse carré de 150 mm : (a) Diagramme de plan H normalisé $E_{\theta}(\phi, \theta = 90)$ à 2.4 GHz (continu) et 5.8 GHz (pointillé). (b) Diagramme de plan E normalisé $E_{\theta}(\theta, \phi = 90)$ à 2.4 GHz (continu) et 5.8 GHz (pointillé). (c) Diagramme de plan E normalisé $E_{\theta}(\theta, \phi = 90)$ à 2.4 GHz (continu) et 5.8 GHz (pointillé).

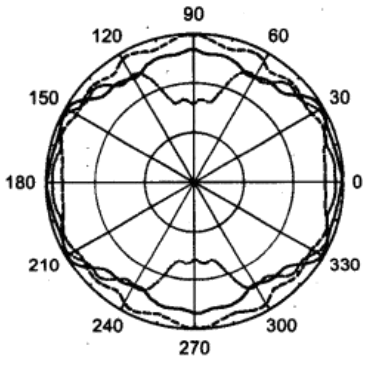


Figure I-4 Diagramme de plan H normalisé $E_{\theta}(\phi, \theta = 90)$ pour le monopole pentagonal symétrique coupé par 40° à 8 GHz (continu), 10 GHz (pointillé) et 12 GHz (tiret).

Il a été démontré que le monopôle planaire carré a une bande passante (2:1 ROS) de 75 - 100%. L'ajout d'un poste de court-circuit est proposé, qui réduit la fréquence inférieure de la bande en introduisant un mode supplémentaire [81], qui augmente la bande passante à environ 350% [79], [82], ce qui représente un rapport de bande passante d'impédance de 3.5:1. En faisant une coupe sur un côté du monopôle planaire court-circuitée, comme illustrée à Figure I-5 (a), cela augmente considérablement la bande passante. Un rapport de bande passante d'impédance de 10:1 pour un ROS de 3:1 est réalisable.

L'antenne est construite avec une plaque de cuivre de 0.2 mm d'épaisseur sur un plan de masse de 200 mm^2 et un connecteur SMA. La dimension carrée L est de 60 mm. La

ligne de court-circuit a une largeur de 2 mm et le gap de l'alimentation est de 1.2 mm. La géométrie carrée est coupée du côté opposé à la ligne de court-circuit par un angle de 40°.

Le ROS simulé pour le monopôle planaire carrée avec et sans la ligne de court-circuit et la coupure est montré à Figure I-5 (b). La ligne de court-circuit réduit la fréquence inférieure de la bande et la coupure augmente la fréquence supérieure, considérablement. Les largeurs des bandes passantes simulées pour ROS < 3 sont comprises entre 890 et 2250 MHz pour le monopôle planaire simple (SPM), entre 730 et 2500 MHz pour le monopôle planaire court-circuitée (SHPM) et entre 850 MHz et plus de 10.5 GHz pour le monopôle planaire court-circuitée et coupée (SHPMB).

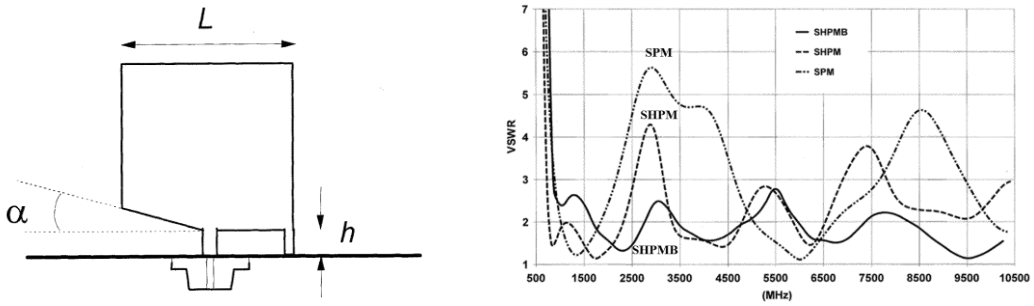
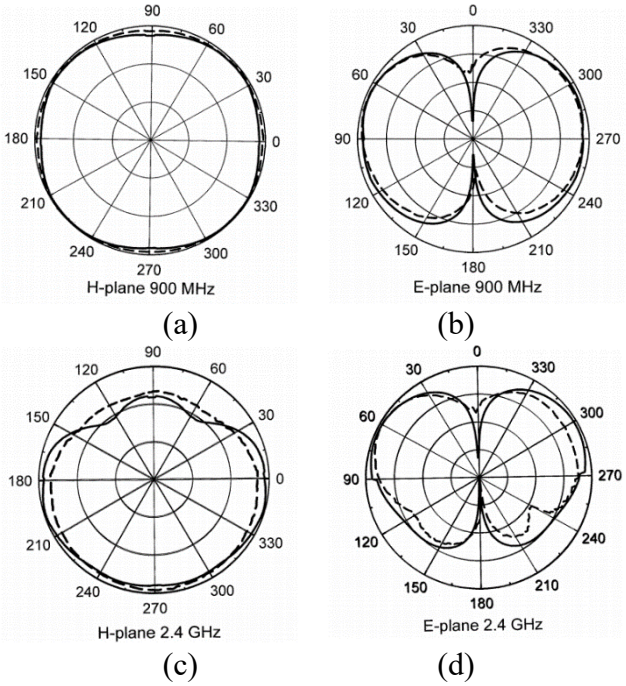
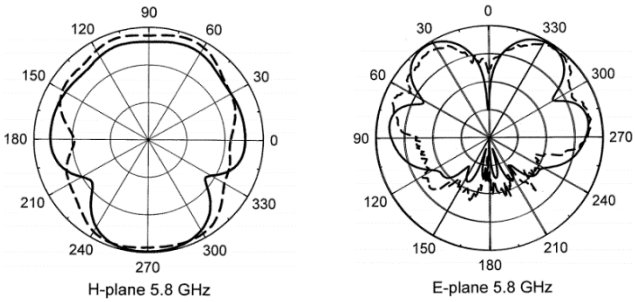


Figure I-5 (a) Monopôle planaire carré coupé et court-circuité, alimenté à l'aide d'un connecteur SMA, via un plan de masse carré de 200 mm. (b) ROS simulés pour SPM (simple planar monopole), SHPM (shorted planar monopole) et SHPMB (shorted planar monopole wih bevel).

Les diagrammes de rayonnement mesurés représentés à Figure I-6 sont généralement en bon accord avec les données simulées par MoM. Les courbes indiquent des diagrammes presque omnidirectionnels dans le plan H et des diagrammes monopolaires typiques dans le plan E aux fréquences les plus basses. Les courbes sont données à 900 MHz, 2,4 et 5,8 GHz.





(e) (f)

Figure I-6 Diagrammes de rayonnement simulés (continu) et mesurés (pointillé) pour le plan H $E_\theta(\phi, \theta = 0)$ et le plan E $E_\theta(\theta, \phi = 90)$ à 900 MHz, 2.4 et 5.8 GHz (10 dB/div).

I.2. Méthode de conception d'antenne monopole planaire large bande

La méthodologie de conception à expliquer ci-dessous est une méthode paramétrique conventionnelle qui a été proposée à [83] pour la conception d'un monopole planaire large bande, avec l'objectif d'adapter l'antenne à la bande souhaité en modifiant sa géométrie.

Le monopole planaire peut adopter plusieurs formes, notamment circulaire, triangulaire, carrée, etc. Une forme pentagonale (carré modifié) est choisie ici, car son diagramme de rayonnement présente moins de dégradation que d'autres formes [84].

Essentiellement, cette méthodologie est basée sur la connaissance de la fréquence de coupure inférieure f_L déterminée par l'équation 0-4 qui permet de déterminer la hauteur de l'antenne. En considérant quatre variables, qui sont des dimensions différentes de l'antenne (Figure I-7) : l'angle de coupe ψ, la largeur du radiateur W, la largeur de la ligne d'alimentation a et la hauteur entre le plan de masse et le radiateur h. L'idée d'utiliser les variables $\psi,\ W, a$ et h en tant que paramètres permettant d'évaluer les performances de l'antenne est basée sur le fait qu'ils modifient la distribution du courant sur le radiateur, ainsi que ses capacités et inductances, de manière que l'énergie stockée et rayonnée soit modifiée, et par conséquent la bande passante est également modifiée.

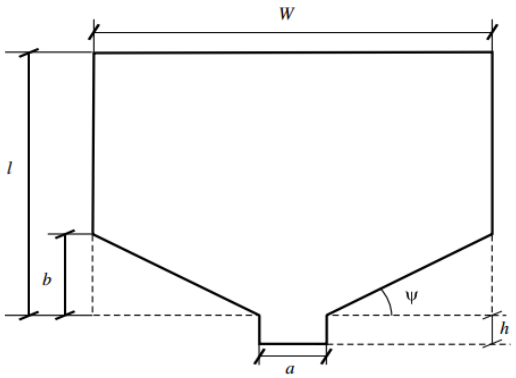


Figure I-7 Variables impliquées dans la méthodologie de conception d'une antenne large bande.

Chacune des variables est modifiée individuellement jusqu'à ce qu'une valeur «optimale» soit trouvée. En effet, cette méthodologie suit un Organigramme tel que décrit ci-dessous et représenté sur Figure I-8 :

1. Commencer avec certaines valeurs de ψ_0, W_0, a_0 et h_0.

2. Evaluez $\Gamma(\psi_i)$ pour $i = 1, \dots, N_\psi$ (N_ψ un nombre entier positif), et sélectionnez une courbe « optimale » pour $\Gamma(\psi_{opt})$, échange ψ_0 par ψ_{opt}.
3. Vérifiez si la courbe «optimale» pour Γ (ψ_{opt}) remplit un critère large bande. Si oui, la méthode conclut.
4. Si le critère UWB n'est pas rempli, évaluez $\Gamma(W_j)$ pour $j = 1, \dots, N_W$ (N_W un nombre entier positif) et sélectionnez une courbe «optimale» pour $\Gamma(W_{opt})$, échange W_0 par W_{opt}.
5. Vérifiez si la courbe «optimale» pour $\Gamma(W_{opt})$ remplit un critère large bande. Si oui, la méthode conclut.
6. Si le critère UWB n'est pas rempli, évaluez $\Gamma(a_k)$ pour $k = 1, \dots, N_k$ (N_k un nombre entier positif), et sélectionnez une courbe «optimale» pour $\Gamma(a_{opt})$, échange a_0 par a_{opt}.
7. Vérifiez si la courbe «optimale» pour Γ (a_{opt}) remplit un critère large bande. Si oui, la méthode conclut.
8. Si le critère UWB n'est pas rempli, évaluez $\Gamma(h_l)$ pour $l = 1, \dots, N_l$ (N_l un nombre entier positif) et sélectionnez une courbe «optimale» pour $\Gamma(h_{opt})$, échange h_0 par h_{opt}.
9. Vérifiez si la courbe «optimale» pour Γ (h_{opt}) remplit un critère large bande. Si oui, la méthode conclut.
10. Si le critère UWB n'est pas rempli, commencez l'étape (2) tant que le nombre maximal d'itérations n'a pas été atteint.

L'évaluation de Γ en utilisant chaque variable ψ, W, a et h peut varier selon le concepteur ; pour cette raison, le nombre maximum de fois que chaque évaluation est effectuée est identifié par des lettres distinctes N_ψ, N_W, N_a et N_h, respectivement. Pour chacune des variables en cours d'évaluation, les valeurs résultant de ce processus sont marquées comme $\psi_{opt}, W_{opt}, a_{opt}$ et h_{opt}. L'organigramme du processus d'évaluation générale est présenté sur Figure I-9.

Considérons comme un exemple une antenne planaire carrée, dont le diagramme de rayonnement est typiquement omnidirectionnel. Ensuite, nous devons vérifier si cette antenne correspond à la bande passante spécifiée pour les applications UWB. Ainsi, sur la base des travaux de Su et al. [85], on peut considérer l'antenne présentée dans Figure I-10 (a). le monopole planaire avec les dimensions illustrées à Figure I-10 (a) ne remplit pas le critère de « large bande », comme représenté sur Figure I-10 (b) de la magnitude simulée du coefficient de réflexion (le seuil de l'adaptation est défini pour être $|\Gamma| < -10$ dB).

Comme l'indique la méthodologie de conception, les différentes variables peuvent être ajustées autant de fois que le concepteur estime que l'antenne fournit une performance UWB acceptable. Ainsi, après différentes variations de ψ, W et a, le monopole planaire d'origine est adapté par les dimensions décrites sur Figure I-11 (a) et dont la magnitude de son coefficient de réflexion simulé sont montrés dans Figure I-11 (b). Les dimensions et la géométrie de l'antenne planaire rectangulaire offrent une excellente réponse adaptée à moins de -10 dB.

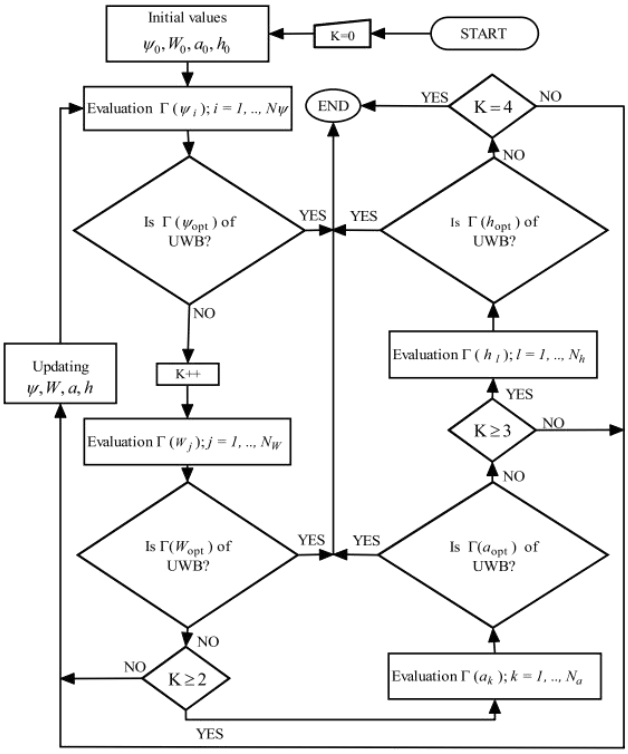


Figure I-8 Organigramme de la méthodologie de conception pour une antenne planaire omnidirectionnelle.

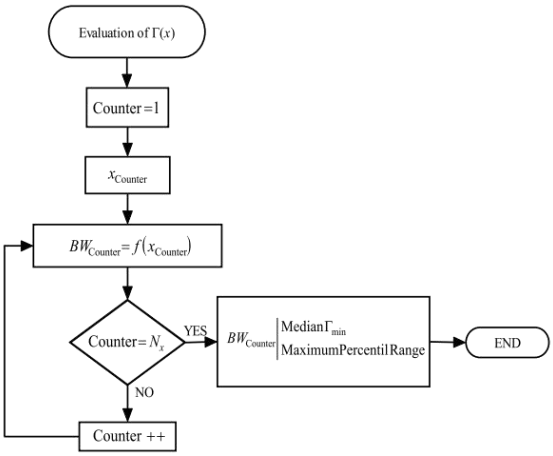
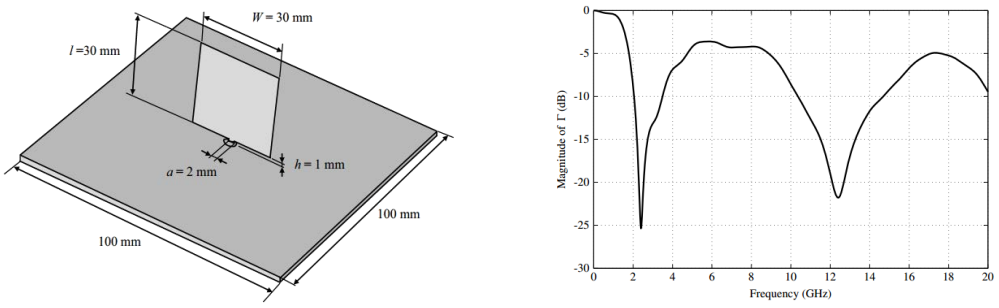
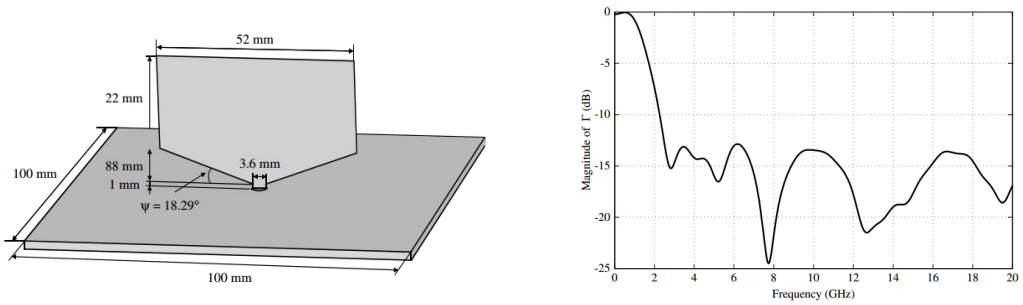


Figure I-9 Organigramme générale de de l'évaluation de $\Gamma(x)$.



(a) (b)

Figure I-10 (a) Géométrie et dimensions d'une antenne monopole planaire carrée. (b) Simulation du coefficient de réflexion de l'antenne monopole planaire carrée.



(a) (b)

Figure I-11 (a) Géométrie de l'antenne monopôle planaire rectangulaire avec un rapport hauteur/largeur de 0.58, $\psi = 18.29^{\circ}$ et $a = 3.6$ mm. (b) Magnitude simulée du coefficient de réflexion du monopole planaire rectangulaire avec $\psi = 18.29^{\circ}$, $W = 52$ mm et $a = 3.6$ mm.

I.3. Exemple d'antennes monopoles planaires

L'exploration du comportement de divers radiateurs métalliques plats avec différentes structures est à la base des antennes monopôles planaires large bande. Plusieurs géométries de l'antenne monopoles planaire seront présentées et comparé avec le monopole planaire rectangulaire coupé (pentagonal) déjà présenté dans les sections 0 et 0. Quatre modèles ont été choisis comme les plus représentatifs de la situation actuelle des antennes planaires large bande :

- Antenne monopole planaire carrée avec « notching technique ».
- Planar inverted cone antenna (PICA).
- Antenne monopole « bi-arm rolled ».
- Antenne monopole planaire directionnelle en forme de feuille.

I.3.1. Antenne monopole planaire carrée avec « notching technique »

Les antennes monopoles planaires carrées ont une géométrie simple et sont faciles à construire à partir d'une simple plaque métallique. Cependant, comme mentionné précédemment, ce type d'antenne présente l'inconvénient d'avoir une relativement faible bande passante.

Afin d'améliorer l'adaptation d'impédance dans une bande plus large et de rendre ce type d'antenne utile aux communications sans fil en réseau local. Une antenne monopole planaire et carrée avec « notching technique » a été proposée [85]. En utilisant cette technique, les deux coins inférieurs du monopôle sont coupés dans une dimension appropriée, ce qui augmente l'adaptation d'impédance de quatre fois par rapport à un monopole planaire carré ; jusqu'à environ 10.7 GHz au lieu de 2.5 GHz.

Figure I-12 montre l'antenne monopole planaire carrée découpée en deux angles inférieurs. Cette antenne monopôle carrée de dimensions W × L est fabriquée à partir d'une plaquette en cuivre de 0.2 mm d'épaisseur, qui est monté au-dessus d'un plan de masse de 100 × 100 mm^2, et alimenter par un connecteur SMA de 50 Ω.

Pour un L qui varie de 25 à 55 mm, la bande passante obtenue avec ces valeurs comprises entre 1 et 3 GHz, en fonction de la taille du monopôle. En faisant les coupes mentionnées précédemment aux dimensions appropriées ($W_1 \times L_1$), une amélioration de l'adaptation d'impédance est obtenue pour ce type d'antenne, et que ce comportement

est attribué principalement au fait que ces coupures influencent le couplage entre le monopôle et le plan de masse. La magnitude du coefficient de réflexion simulée et mesurée rapportée pour une antenne monopole planaire carrée avec L = 30 mm, W_1 = 7 mm, L_1 = 3 mm et h=1.5 mm présente une adaptation d'impédance inférieure à -10 dB pour une bande de fréquence de 1.9 à 12.7 GHz, et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel avec un gain compris entre 2.8 et 8 dBi.

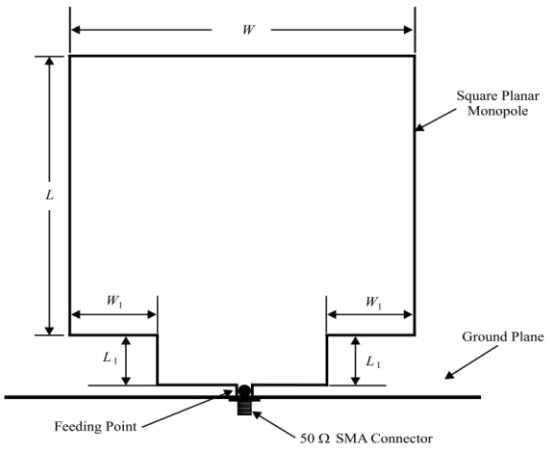


Figure I-12 Géométrie de l'antenne monopole planaire carrée modifié pour obtenir une performance large bande [85].

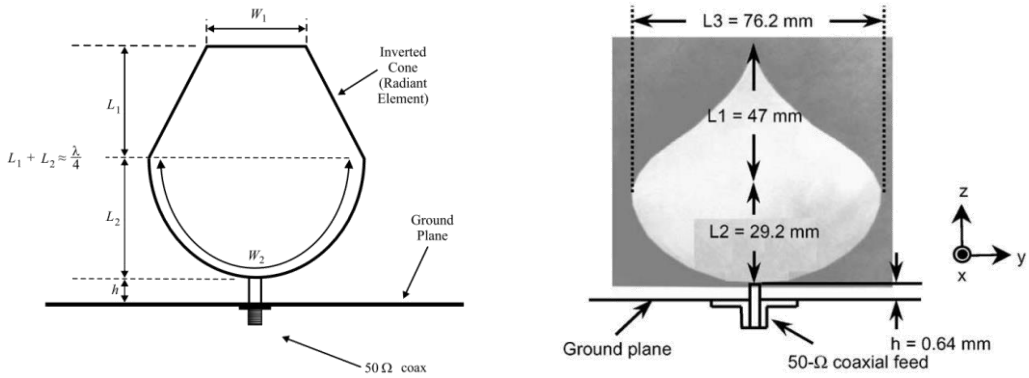
I.3.2. Planar inverted cone antenna (PICA)

Cette antenne a été proposée à [86], en tant qu'alternative à la dégradation du diagramme de rayonnement subie par les autres conceptions en haut de la bande passante. Fondamentalement, cette antenne est constituée d'un élément rayonnant planaire en forme de cône inversé, qui est monté sur un plan de masse perpendiculaire, comme indiqué sur Figure I-13. Bien que la géométrie de cette antenne soit très simple, elle fournit des performances exceptionnelles en termes d'adaptation d'impédance et de diagramme de rayonnement avec une bande supérieure à une décennie.

La géométrie générale du PICA illustrée à Figure I-13 converge vers la structure de base lorsque la dimension $W_1 = 0$. En modifiant la dimension W_1, la forme et la taille de l'antenne seront modifiées, fournissant les mécanismes permettant d'atteindre certaines performances pour des applications spécifiques. La forme de W_2 affecte la bande passante et le diagramme de rayonnement, bien que les auteurs aient indiqué que les formes circulaires, elliptiques, et exponentielles fournissent des diagrammes de rayonnement quasi omnidirectionnel et une large bande.

L'antenne a été conçue pour une hauteur et une largeur totale de 76.2 mm qui égale à $\lambda_L/4$, et pour $W_1 = 0$ (Figure I-13 b : La partie ombrée est le substrat utilisé pour supporter l'élément rayonnant et n'est pas nécessaire au bon fonctionnement). Avec ces dimensions l'antenne couvre la bande 1 – 10 GHz (ROS < 2.5). Le diagramme de rayonnement est mesuré à 1, 3.4 et 7 GHz. Ce diagramme se dégrade progressivement quand la fréquence augmente. Le gain augmente également avec la fréquence, de 5 dBi à 1 GHz à 8 dBi à 7 et 10 GHz. Parmi les principaux avantages de l'antenne planaire à cône inversé sont ses niveaux de gain plus élevés par rapport à ceux rapportés par d'autres conceptions. De plus, son radiateur est relativement petit pour une bande de

fréquence de 1 à 10 GHz. Cependant, comme inconvénient de cette a76.2ntenne : le plan de masse est relativement grand par rapport au radiateur (rapport de presque 1:10).



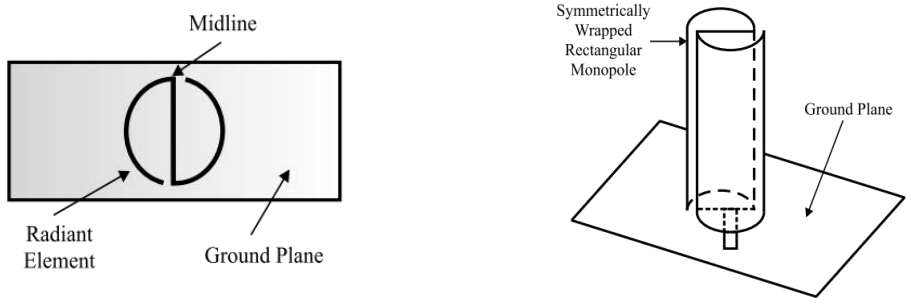
(a) (b)

Figure I-13 (a) Géométrie général du PICA. (b) Modèles de test de l'antenne PICA [86].

I.3.3. Antenne monopole « bi-arm rolled »

Il s'agit de la poursuite des efforts de recherche ciblés sur les monopôles planaire, car ceux-ci sont de petite taille, peu coûteux et large bande. Cependant, ils ont le désavantage qu'à leurs fréquences de fonctionnement élevées, leurs diagrammes de rayonnement tendent à être directifs en raison de leur structure asymétrique. Pour cette raison, cette antenne a été proposée à [87], qui a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et large bande.

L'antenne monopole roulée à deux bras est formée en enroulant un monopôle planaire de manière symétrique par rapport à sa moitié (ligne médiane). L'impédance caractéristique et le diagramme de rayonnement ont été étudiés expérimentalement et comparés à un monopole rectangulaire planaire et à un monopôle à bande étroite. L'antenne monopole roulée bi-bras a une hauteur de 16 mm et un diamètre maximal de 3 mm. Le monopôle roulé a été fabriqué par le roulage symétrique d'une plaquette de cuivre rectangulaire de 13 × 16 mm^2. Cela génère une paire de bras symétriques de section semi-circulaire et d'intérieur planaire, comme on peut le voir dans Figure I-14.



(a) (b)

Figure I-14 Géométrie du monopôle bi-bras roulé [87]. (a) Vue d'en haut. (b) Vue tridimensionnelle.

A titre de comparaison, les prototypes d'un monopole planaire rectangulaire de 13 × 16 mm^2, et un monopole d'une bande étroite de 3 × 16 mm^2 ont également été construits par les auteurs. Parmi les trois paires de monopôles, le monopôle rectangulaire a la bande passante la plus large (3.4 à 10.2 GHz). Le monopôle roulé à bi-bras a une impédance similaire à celle du monopôle rectangulaire, mais sa bande passante est plus

petite (3.4 à 9.5 GHz), tandis une bande entre 3.8 et 5.3 GHz était obtenue à partir du monopôle à bande étroite [87].

Par rapport au monopole planaire rectangulaire, l'antenne monopole roulée à deux bras présente l'avantage d'avoir un diagramme de rayonnement parfaitement omnidirectionnel dans le plan horizontal. Ainsi, cela peut être considéré comme une bonne option pour les applications de communications sans fil large bande où cette fonctionnalité est requise. Alors, il a la capacité de transmettre des niveaux de puissance supérieurs à ceux d'autres antennes planaires. Parmi les principaux avantages de l'antenne monopole roulée à bi-bras, c'est que son radiateur est la plus petite de toutes les autres antennes planaires conventionnelles.

I.3.4. Bilan de performances d'antennes monopoles planaires

Dans cette section, une comparaison des différents types d'antennes planaires larges bandes est présentée. Tableau I-2 montrent les caractéristiques les plus importantes de ces antennes afin de les comparer.

	Dimensions (mm) / λ	**Bande passante $BP_{< -10\ dB}$ (GHz) / %**	**$G_{réalisé}$ max (dBi)**
monopole planaire carrée	25 / 0.31	2.82 (2.38 – 5.20) / 74.4	4.5
Monopole planaire pentagonal symétrique	25 / 0.60	10.4 (2.10 – 12.50) / 142.4	4.6
Monopole planaire pentagonal court-circuité	60 / 1.13	9.6 (0.85 – 10.5) / 170	4.6
monopole planaire carrée avec « notching technique »	33 / 0.80	10.8 (1.9 – 12.7) / 147.94	5.4
Planar inverted cone antenna (PICA)	76.2 / 1.39	9 (1 – 10) / 163.63	6
Antenne monopole « bi-arm rolled »	16 × 3 / 0.34 × 0.06	6.1 (3.4 – 9.5) / 94.57	9

Tableau I-2. Tableau comparatif des antennes planaires large bandes.

Publications

Conférences internationales :

A. Kabalan, A.-C. Tarot, and A. Sharaiha, “Miniaturization of a broadband monopole antenna using low loss magneto-dielectric materials in VHF band,” *Loughbrgh. Antennas Propag. Conf. (LAPC)*, Nov. 2017.

A. S. Sokpor, A. Kabalan, A. Tarot, and A. Sharaiha, “Improved Dipole Equivalent Circuit Model,” *Loughbrgh. Antennas Propag. Conf. (LAPC)*, 2017.

A. Kabalan, A. Sharaiha, and A.-C. Tarot, “Equivalent circuit for an ultra-wide bande monopole antenna inserted in a magneto-dielectric medium,” *18th Int. Symp. Antenna Technol. Appl. Electromagn. (ANTEM)*, 2018.

A. Kabalan, A. Sharaiha, A. C. Tarot, J. L. Mattei, D. Souriou, and P. Queffelec, “Impact of magneto-dielectric materials on the miniaturization of UWB monopole antennas,” *Int. Work. Antenna Technol. (iWAT)*, Mar. 2018.

A. Kabalan, A. Sharaiha, and A.-C. Tarot, “Enhance the impact of the magneto-dielectric materials to miniaturize a planar monopole antenna,” *URSI Asia Pacific radio Sci. Conf. (AP-RASC)*, 2019.

A. Kabalan, A. Sharaiha, and A.-C. Tarot, “Optimization of the use of magneto-dielectric materials for highly miniaturized monopole antennas,” *13h Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, 2019.

V. Doumouya, A. Kabalan et al., “Characterization of ferrite tunability at microwave frequencies : Application to VHF tunable antennas,” Asia-Pacific Microw. Conf., 2019.

Conférences nationales :

A. Kabalan *et al.*, “Miniaturisation d’une antenne monopole large bande utilisant des matériaux magnéto-diélectriques en bande VHF,” *XXèmes Journées Natl. Microondes (JNM)*, 2017.

A. Kabalan, A. Tarot, A. Sharaiha, J.-L. Mattei, D. Souriou, and P. Queffelec, “Impact des matériaux magnéto-diélectriques sur la miniaturisation des antennes monopôles large bande,” *15èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM)*, 2018.

A. Kabalan, A. Sharaiha, and A.-C. Tarot, “Optimisation de l’utilisation de matériaux magnéto-diélectriques pour la miniaturisation d’antenne monopole en bane VHF,” *XXIème Journées Natl. Microondes (JNM)*, 2019.

Références

[1] R. W. P. King, “The Theory of Linear Antennas,” *Harvard Univ. Press*, p. 184, 1956.

[2] H. Morishita, *Modern small antennas*, vol. 9780521877. 2010.

[3] L. J. Chu, “Physical Limitations of Omni-Directional Antennas,” *J. Appl. Phys*, vol. 19, pp. 1163–1175, Dec. 1948.

[4] R. E. Collin and S. Rothschild, “Evaluation of Antenna Q,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 1, pp. 23–27, Jan. 1964.

[5] R. L. Fante, “Quality Factor of General Ideal Antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 17, no. 2, pp. 151–155, Mar. 1969.

[6] H. L. Thal, “Exact Circuit Analysis of Spherical Waves,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, no. 2, pp. 282–287, Mar. 1978.

[7] H. L. Thal, “New radiation Q limits for spherical wire antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 10, pp. 2757–2763, Oct. 2006.

[8] A. D. Yaghjian and S. R. Best, “Impedance, bandwidth, and Q of antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, 2005.

[9] O. S. Kim, O. Breinbjerg, and A. D. Yaghjian, “Electrically small magnetic dipole antennas with quality factors approaching the chu lower bound,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 6, pp. 1898–1906, Jun. 2010.

[10] O. S. Kim and O. Breinbjerg, “Lower bound for the radiation Q of electrically small magnetic dipole antennas with solid magnetodielectric core,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 2, pp. 679–681, Feb. 2011.

[11] O. S. Kim and O. Breinbjerg, “Reaching the Chu Lower Bound on Q With Magnetic Dipole Antennas Using a Magnetic-Coated PEC Core,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 8, pp. 2799–2805, Aug. 2011.

[12] H. A. Wheeler, “Fundamental Limitations of Small Antennas,” *Proc. IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, 1947.

[13] R. C. Hansen and R. E. Collin, “A new chu formula for Q,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 5, pp. 38–41, Oct. 2009.

[14] U. Chakraborty, A. Kundu, S. K. Chowdhury, and A. K. Bhattacharjee, “Compact dual-band microstrip antenna for IEEE 802.11a WLAN application,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, no. 13, pp. 407–410, 2014.

[15] B. R. S. Reddy and D. Vakula, “Compact zigzag-shaped-slit microstrip antenna with circular defected ground structure for wireless applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 678–681, 2015.

[16] M. S. Khan, M. F. Shafique, A. Naqvi, A. D. Capobianco, B. Ijaz, and B. D. Braaten, “A miniaturized dual-band MIMO antenna for WLAN applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 958–961, 2015.

[17] H. Mosallaei and K. Sarabandi, “Design and modeling of patch antenna printed on magneto-dielectric embedded-circuit metasubstrate,” *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 55, no. 1, pp. 45–52, 2007.

[18] A. Pinsakul, S. Chaimool, and P. Akkaraekthalin, “Miniaturized microstrip patch antenna printed on magneto-dielectic metasubstrate,” *9th Int. Conf. Electr. Eng. Comput. Telecommun. Inf. Technol. ECTI-CON*, pp. 1–4, 2012.

[19] K. N. Rozanov, P. M. T. Ikonen, S. A. Tretyakov, A. V. Osipov, and P. Alitalo, “Magnetodielectric Substrates in Antenna Miniaturization: Potential and Limitations,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3391–3399, Nov. 2006.

[20] C. R. Rowell and R. D. Murch, “A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, pp. 837–842, May 1997.

[21] C. R. Rowell and R. D. Murch, “A compact PIFA Suitable for dualfrequency 900/1800-MHz operation,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 4, pp. 596–598, 1998.

[22] R. L. Li, G. DeJean, M. M. Tentzeris, and J. Laskar, “Development and analysis of a folded shorted-patch antenna with reduced size,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 2, pp. 555–562, 2004.

[23] J. S. Colburn and Rahmat-Samii, “Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrates,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 12, pp. 1785–1794, Dec. 1999.

[24] Y. Hwang, Y. P. Zhang, G. X. Zheng, and T. K. C. Lo, “Planar inverted F antenna loaded with high permittivity material,” *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 20, pp. 1710–1712, Sep. 1995.

[25] W. Choi, S. Kwon, and B. Lee, “Ceramic chip antenna using meander conductor lines,” *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 15, pp. 933–934, 2001.

[26] R. C. Hansen and M. Burke, “Antennas with magneto-dielectrics,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 2, pp. 75–78, Jul. 2000.

[27] H. Mosallaei and K. Sarabandi, “Magneto-Dielectrics in Electromagnetics: Concepts and Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 6, pp. 1558–1567, 2004.

[28] Yang-Ki Hong *et al.*, “Role of Small Permeability in Gigahertz Ferrite Antenna Performance,” *IEEE Magn. Lett.*, vol. 4, pp. 5000104–5000104, 2013.

[29] J. Lee, J. Heo, J. Lee, and Y. Han, “Design of small antennas for mobile handsets using magneto-dielectric material,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 4, pp. 2080–2084, 2012.

[30] K. Han, M. Swaminathan, R. Pulugurtha, H. Sharma, R. Tummala, and V. Nair, “Magneto-dielectric material characterization and antenna design for RF applications,” *8th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP*, no. EuCAP, pp. 381–384, 2014.

[31] A. N. Lagarkov and K. N. Rozanov, “High-frequency behavior of magnetic

composites," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 321, no. 14, pp. 2082–2092, 2009.

[32] T. Nakamura and K. I. Hatakeyama, "Complex permeability of polycrystalline hexagonal ferrites," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 5 I, pp. 3415–3417, 2000.

[33] a. O. Karilainen *et al.*, "Experimental studies on antenna miniaturisation using magneto-dielectric and dielectric materials," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 5, no. May 2010, p. 495, 2011.

[34] A. V. Osipov *et al.*, "Microwave permeability of laminates with thin Fe-based films," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 272–276, no. 3, pp. 2208–2210, 2004.

[35] S. A. Iakubov, I.T., Lagarkov, A.N., Maklakov, "Laminates of multi-layered Fe films for microwave applications," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 316, no. 2, pp. 813–815, 2007.

[36] I. A. Ryzhikov *et al.*, "Microwave and static magnetic properties of multi-layered iron-based films," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 321, no. 7, pp. 726–729, 2009.

[37] K. Han *et al.*, "Magneto-Dielectric Nanocomposite for Antenna Miniaturization and SAR Reduction," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 72–75, 2016.

[38] T. M. Macnamara, *Introduction to Antenna Placement and Installation*. 2010.

[39] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna Handbook*, vol. Volume-I. New York, 1994.

[40] B. Constantine A., *Antenna Theory Analysis and Design Third Edition*. 2005.

[41] C. Sairam, T. Khumanthem, S. Ahirwar, and S. Singh, "Broadband blade antenna for airborne applications," in *Annual IEEE India Conference: Engineering Sustainable Solutions*, 2011, pp. 1–4.

[42] B. A. Arand, R. Shamsaee, and B. Yektakhah, "Design and fabrication of a broadband blade monopole antenna operating in 30 MHz-600 MHz frequency band," in *21st Iranian Conference on Electrical Engineering, ICEE*, 2013, pp. 1–3.

[43] H. K. Ryu, K. S. Lee, Y. J. Park, J. M. Woo, and H. J. Ham, "Low-profile inverted-L aircraft antenna with one folding using ground edge current," *Electron. Lett.*, vol. 50, no. 17, pp. 1188–1190, 2014.

[44] M. Hamid and R. Hamid, "Equivalent circuit of dipole antenna of arbitrary length," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 11, pp. 1695–1696, 1997.

[45] Y. Liao, T. H. Hubing, and D. Su, "Equivalent Circuit for Dipole Antennas in a Lossy Medium," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 8, pp. 3950–3953, 2012.

[46] I. Pele, A. Chousseaud, and S. Toutain, "Simultaneous modeling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation," *IEEE Antennas Propag. Soc. Symp. 2004.*, no. figure I, p. 1871–1874 Vol.2, 2004.

[47] Y. Liao, T. H. Hubing, and D. Su, "Equivalent Circuit for Dipole Antennas in a Lossy Medium," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 8, pp. 3950–3953, 2012.

[48] R. W. P. King, B. Sandler, and T. T. Wu, “Cylindrical antennas immersed in arbitrary homogeneous isotropic media,” *J. Appl. Phys.*, vol. 40, no. 13, pp. 5049–5065, 1969.

[49] G. A. Deschamps, “Impedance of an Antenna in a Conducting Medium,” *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, no. 5, pp. 648–650, 1962.

[50] R. A. Pucel and D. J. Massé, “Microstrip Propagation on Magnetic Substrates Part I: Design Theory and part II: Experiment,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 20, no. 5, pp. 304–308, May 1972.

[51] A. Nešić and B. D. Popović, “Analysis of slot antenna on dielectric substrate,” *IEE Proc. H Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 132, no. 7, p. 474, 1985.

[52] D. Rialet, A. Sharaiha, A. Tarot, and C. Delaveaud, “Characterization of Antennas on Dielectric and Magnetic Substrates Effective Medium Approximation,” *Antennas Propagation, 2009. EuCAP 2009*, pp. 3163–3166, 2009.

[53] D. Jaisson, “Simple model for the input impedance of a wire monopole radiator with a dielectric coat,” *Antennas Propag. IET Microwaves*, vol. 2, no. 4, pp. 316–323, 2008.

[54] R. C. Johnson and H. Jasik, *Antenna engineering handbook /3rd edition/*. 1993.

[55] P. B. D. Popovic, D. Sc, A. Nesic, and M. Sc, “Generalisation of the concept of equivalent radius of thin cylindrical antennas,” *IEE Proc. H - Microwaves, Opt. Antennas*, vol. 131, no. 3, pp. 153–158, 1984.

[56] E. Yamashita and S. Yama, “Parallel-Strip Line Embedded in or Printed on a Dielectric Sheet,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 16, no. 11, pp. 972–973, 1968.

[57] C. Sairam, T. Khumanthem, S. Ahirwar, and S. Singh, “Broadband blade antenna for airborne applications,” *Proc. - 2011 Annu. IEEE India Conf. Eng. Sustain. Solut. INDICON-2011*, pp. 3–6, 2011.

[58] S. D. Ahirwar, C. Sairam, and A. Kumar, “Broadband blade monopole antenna covering 100–2000 MHz frequency band,” in *2009 Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, 2009, pp. 1–4.

[59] C. Y. Rhee, J. H. Kim, W. J. Jung, T. Park, B. Lee, and C. W. Jung, “Frequency-reconfigurable antenna for broadband airborne applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 189–192, 2014.

[60] J.-L. Mattei, E. Le Guen, and A. Chevalier, “Dense and half-dense NiZnCo ferrite ceramics: Their respective relevance for antenna downsizing, according to their dielectric and magnetic properties at microwave frequencies,” *J. Appl. Phys.*, vol. 117, no. 8, p. 84904, Feb. 2015.

[61] A. Ittibipoon, R. K. Mongia, and M. Cuhaci, “Low profile dielectric resonator antennas using a very high permittivity material,” *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 17, pp. 1362–1363, Aug. 1994.

[62] F. Erkmen, C. C. Chen, and J. L. Volakis, “UWB magneto-dielectric ground plane for low-profile antenna applications,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.

50, no. 4, pp. 211–216, 2008.

[63] M. A. C. Niamien, S. Collardey, A. Sharaiha, and K. Mahdjoubi, “Printed inverted-F antennas over lossy magneto-dielectric materials: Theoretical approach and validations,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 8, no. 7, pp. 513–522, 2014.

[64] J. Zaid, M. Farahani, and T. A. Denidni, “Magneto-dielectric substrate-based microstrip antenna for RFID applications,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 11, no. 10, pp. 1389–1392, 2017.

[65] L. Huitema, T. Reveyrand, J. L. Mattei, E. Arnaud, C. Decroze, and T. Monediere, “Frequency tunable antenna using a magneto-dielectric material for DVB-H application,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 9, pp. 4456–4466, 2013.

[66] K. Chen, L. Jia, X. Yu, and H. Zhang, “A low loss NiZnCo ferrite, prepared using a hydrothermal method, for antenna applications,” *J. Appl. Phys.*, vol. 115, no. 17, p. 115, 2014.

[67] L. B. Kong, M. L. S. Teo, Z. W. Li, G. Q. Lin, and Y. B. Gan, “Development of magneto-dielectric materials based on Li-ferrite ceramics. III. Complex relative permeability and magneto-dielectric properties,” *J. Alloys Compd.*, vol. 459, no. 1–2, pp. 576–582, 2008.

[68] H. J. Carlin and B. S. Yarman, “The Double Matching Problem: Analytic and Real Frequency Solutions,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 30, no. 1, pp. 15–28, 1983.

[69] “Matching Circuit Design - Optenni Lab.” [Online]. Available: https://www.optenni.com/. [Accessed: 19-Jun-2018].

[70] O. M. Ramahi and R. Mittra, “Design of a Matching Network for an HF Antenna Using the Real Frequency Method,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, no. 4, pp. 506–509, 1989.

[71] “Home | Murata Manufacturing Co., Ltd.” [Online]. Available: https://www.murata.com/. [Accessed: 21-Jun-2018].

[72] V. H. Nguyen, “Antennes miniatures et reconfigurables utilisant des matériaux diélectriques et ferroélectriques oxydes et oxynitrures en couches minces,” 2013.

[73] C. Le Paven *et al.*, “Miniaturized and reconfigurable notch antenna based on a BST ferroelectric thin film,” *Mater. Res. Bull.*, vol. 67, pp. 255–260, 2015.

[74] G. Dubost and S. Zisler, “Antennas a Large Bande,” *New York Masson*, pp. 128–129, 1976.

[75] M. J. Ammann, “Square planar monopole antenna,” in *IEE National Conference on Antennas and Propagation*, 1999, pp. 37–40.

[76] E. Hallén, “Theoretical investigations into the transmitting and receiving qualities of antennae.,” *Nov. Acta Regiae Soc. Sci. Ups.*, vol. 11(4), pp. 1–44, 1938.

[77] Z. N. Chen, “Experiments on input impedance of tilted planar monopole

antenna," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 3, pp. 202–204, 2000.

[78] Z. N. Chen and Y. W. M. Chia, "Impedance characteristics of trapezoidal planar monopole antennas," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 27, no. 2, pp. 120–122, 2000.

[79] M. J. Evans, J. A. and Ammann, "Planar Trapezoidal and Pentagonal Monopoleswith Impedance Bandwidthsin Excessof 10 :1," *IEEE AP-S*, pp. 1558–1561, 1999.

[80] M. J. Ammanna, "The pentagonal planar monopole for digital mobile terminals; bandwidth considerations and modelling," *Elev. Int. Conf. Antennas Propag.*, vol. 1, no. 480, pp. 82–85, 2001.

[81] E. Lee, P. S. Hall, and P. Gardner, "Compact wideband planar monopole antenna," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 25, p. 2157, 1999.

[82] M. J. Ammann and Z. N. Chen, "A wide-band shorted planar monopole with bevel," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 4, pp. 901–903, 2003.

[83] M. A. Peyrot-Solis, G. M. Galvan-Tejada, and H. Jardon-Aguilar, "A novel planar UWB monopole antenna formed on a printed circuit board," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, no. 5, pp. 933–935, 2006.

[84] M. Hammoud, P. Poey, and F. Colombel, "Matching the input impedance of a broadband disc monopole," *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 4, p. 406, 1993.

[85] S. W. Su, K. L. Wong, and C. L. Tang, "Ultra-wideband square planar monopole antenna for IEEE 802.16a operation in the 2-11-GHz band," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 42, no. 6, pp. 463–466, 2004.

[86] S. Y. Suh, W. L. Stutzman, and W. A. Davis, "A new ultrawideband printed monopole antenna: The Planar Inverted Cone Antenna (PICA)," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1361–1365, 2004.

[87] Z. N. Chen, "Novel bi-arm rolled monopole for UWB applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 2, pp. 672–677, 2005.

Titre : Miniaturisation et Modélisation d'Antennes Monopoles Large Bande utilisant des Matériaux Magnéto-Diélectrique en Bande VHF

Mots clés : Miniaturisation, Antennes larges bandes, Matériaux Magnéto-Diélectriques.

Résumé : Les avions comportent plusieurs systèmes de navigation et de communication nécessitent des antennes VHF large bande. Réduire la taille de ses antennes est un enjeu majeur tout en gardant des bonnes performances.

Cette thèse propose des nouvelles configurations d'antennes à profil bas utilisant des nouveaux matériaux nanocomposites non conducteurs constitués de nanoparticules magnétiques développés au Lab-STICC. Un monopole planaire large bande a été développé et optimisé avec un taux de miniaturisation de 60% grâce à l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique de forte perméabilité et faible pertes couvrant seulement 5% de sa surface. Les résultats expérimentaux, en presque parfait accord avec les simulations, montrent que le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel et que la polarisation est verticale, avec un bon niveau du gain.

L'antenne monopole planaire insérée dans un MMD des dimensions limitées avec des pertes a été modélisée par un nouveau circuit équivalent multi résonant. Ce circuit est développé à partir de l'impédance d'entrée de l'antenne et des caractéristiques du MMD, et validé par les simulations avec un parfait accord entre les résultats.

Title : Miniaturization and Modelling of Wide Band Monopole Antennas using Magneto-Dielectric Materials in VHF Band

Keywords : Miniaturization, UWB antennas, Magneto-dielectric materials.

Abstract : Aircrafts with multiple navigation and communication systems require broadband VHF antennas. Reduce the size of these antennas is a major challenge while keeping good performances.

This thesis proposes novel configurations of low profile antennas using new nanocomposite nonconductive materials with magnetic nanoparticles developed at Lab-STICC. A broadband planar monopole antenna has been developed and optimized with a 60% miniaturization rate due to the covering of its surface by only 5% of a high permeability and low loss magneto-dielectric material. The projected planar monopole antenna has an omnidirectional radiation pattern, a vertical polarization and a good figure of gain, the experimental results being in agreement with the simulations.

The planar monopole antenna inserted in a low sizes MMD with losses was designed using a new equivalent multi-resonant circuit. This circuit was developed based on the input impedance of the antenna and the characteristics of the MMD, and validated with a good agreement with the simulations.